



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

TUGAS AKHIR - TE 141599

DESAIN DAN IMPLEMENTASI KONVERTER DC-DC RASIO TINGGI DENGAN INDUKTOR-KOPEL DAN DIODA- KAPASITOR UNTUK APLIKASI FOTOVOLTAIK

Sri Bayu Agus Prianto
NRP 2211100139

Dosen Pembimbing
Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.
Ir. Sjamsjul Anam, M.T.

JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2016



ITS
Institut
Teknologi
Sepuluh Nopember

FINAL PROJECT - TE 141599

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A HIGH RATIO DC-DC CONVERTER WITH COUPLED-INDUCTOR AND DIODE-CAPACITOR FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS

Sri Bayu Agus Prianto
NRP 2211100139

Advisor

Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.
Ir. Sjamsjul Anam, M.T.

ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT
Faculty of Industrial Technology
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2016

**DESAIN DAN IMPLEMENTASI KONVERTER DC-DC
RASIO TINGGI DENGAN INDUKTOR-KOPEL DAN
DIODA-KAPASITOR UNTUK APLIKASI
FOTOVOLTAIK**

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik**

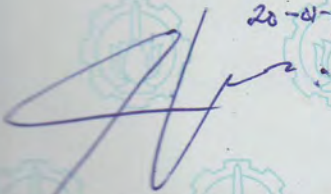
Pada

**Bidang Studi Teknik Sistem Tenaga
Jurusan Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

Menyetujui,

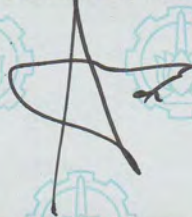
Dosen Pembimbing I

20-01-16

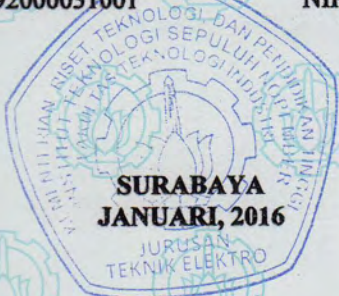


Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.
NIP 197311192000031001

Dosen Pembimbing II



Ir. Sjamsjul Anam, M.T.
NIP 196307251990031002



DESAIN DAN IMPLEMENTASI KONVERTER DC-DC RASIO TINGGI DENGAN INDUKTOR-KOPEL DAN DIODA-KAPASITOR UNTUK APLIKASI FOTOVOLTAIK

Sri Bayu Agus Prianto
2211100139

Dosen Pembimbing 1: Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.
Dosen Pembimbing 2: Ir. Sjamsjul Anam, M.T.

ABSTRAK

Pada aplikasi fotovoltaiik, jumlah modul sel surya yang dimiliki menentukan besar tegangan *output* yang dapat dihasilkan oleh modul tersebut. Jika jumlahnya terbatas, maka tegangan *output* yang dapat dihasilkan rendah. Sedangkan untuk aplikasi inverter *grid connected*, membutuhkan tegangan yang jauh lebih tinggi dibandingkan dengan tegangan *output* fotovoltaiik. Sehingga, untuk memenuhi kebutuhan level tegangan tersebut, dibutuhkan konverter DC-DC *step-up* yang memiliki rasio konversi tinggi.

Pada tugas akhir ini akan didesain dan diimplementasikan konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor. Konverter ini merupakan pengembangan dari konverter *quadratic boost* yang dilengkapi dengan induktor-kopel dan teknik dioda-kapasitor untuk meningkatkan rasio konversi dan efisiensi. Kelebihan dari konverter ini adalah memiliki rasio konversi yang lebih tinggi dibanding konverter *quadratic boost* pada *duty cycle* yang sama dan stres tegangan yang lebih rendah pada sakelar utama.

Hasil implementasi menunjukkan konverter yang diajukan dapat bekerja pada rentang tegangan *input* yang lebar dan memiliki rasio konversi yang tinggi. Jadi konverter ini dapat diaplikasikan pada sumber energi alternatif yang menghasilkan tegangan DC yang rendah seperti *fotovoltaiik*.

Kata Kunci: Fotovoltaiik, induktor-kopel, konverter DC-DC, rasio konversi tinggi.



--Halaman ini sengaja dikosongkan--

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A HIGH RATIO DC-DC CONVERTER WITH COUPLED-INDUCTOR AND DIODE-CAPACITOR FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS

Sri Bayu Agus Prianto
2211100139

1st Advisor : Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.
2nd Advisor : Ir. Sjamsjul Anam, M.T.

ABSTRACT

In photovoltaic applications, the number of solar cell modules owned determine the output voltage that can be generated by the modules. If the number is limited, the output voltage that can be generated is low. As for the inverter grid-connected applications, require a much higher voltage than the output voltage of the photovoltaic. Thus, to meet the needs of these voltage levels, it takes a step-up DC-DC converter which has a high conversion ratio.

In this final project will be designed and implemented a high ratio DC-DC converter with coupled-inductor and diode-capacitor. This converter is the development of a quadratic boost converter equipped with a coupled-inductor and diode-capacitor techniques to improve the conversion ratio and efficiency. The advantages of this converter is to have a higher conversion ratio than the quadratic boost converter at the same duty cycle and lower voltage stress on the main switch.

Implementation results show that the proposed converter can work on a wide input voltage range and has a high conversion ratio. So this converter can be applied to the alternative energy source that produces a low DC voltage such as photovoltaic.

Keywords: *Coupled-inductor, DC-DC converter, high conversion ratio, photovoltaic.*



--Halaman ini sengaja dikosongkan--

KATA PENGANTAR

Puji syukur penulis panjatkan kehadirat Allah SWT yang selalu memberikan rahmat dan hidayah-Nya sehingga Tugas Akhir yang berjudul **“Desain dan Implementasi Konverter DC-DC Rasio Tinggi dengan Induktor-Kopel dan Dioda-Kapasitor untuk Aplikasi Fotovoltaik”** ini dapat terselesaikan dengan baik. Shalawat dan salam semoga selalu tercurahkan kepada Nabi Muhammad SAW, keluarga, sahabat, dan seluruh umat muslim yang senantiasa meneladani beliau.

Tugas Akhir ini disusun untuk memenuhi sebagian persyaratan guna menyelesaikan pendidikan sarjana pada Bidang Studi Teknik Sistem Tenaga, Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya.

Pada kesempatan ini penulis ingin menyampaikan ucapan terima kasih kepada:

1. Bapak Sri Mulat Kadarmanto, Ibu Sarni, Mbah Sri Sundari dan Nurjannah Sri Rahma Dewi serta seluruh keluarga yang selalu memberikan dukungan, semangat, motivasi dan doa.
2. Bapak Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D. dan Bapak Ir. Sjamsjul Anam, M.T. selaku dosen pembimbing yang telah banyak memberikan bimbingan dan saran.
3. Bapak Dr. Ardyono Priyadi, S.T., M.Eng. selaku Ketua Jurusan Teknik Elektro ITS serta seluruh dosen Teknik Elektro ITS yang telah memberikan banyak ilmu selama proses perkuliahan.
4. Zainul Arifin, Moh. Jauhari, Muhammad Dahlan dan teman-teman e51 yang telah memberikan semangat selama pengerjaan Tugas Akhir.
5. Teman-teman laboratorium Konversi Energi Elektrik yang telah banyak membantu dalam proses pengerjaan Tugas Akhir.

Penulis menyadari bahwa Tugas Akhir ini masih memiliki banyak kekurangan, oleh karena itu saran dan masukan sangat diharapkan untuk perbaikan di masa yang akan datang. Semoga Tugas Akhir ini bermanfaat bagi pembaca khususnya dan masyarakat pada umumnya.

Surabaya, Januari 2016

Penulis



DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	
LEMBAR PERNYATAAN	
LEMBAR PENGESAHAN	
ABSTRAK	i
ABSTRACT	iii
KATA PENGANTAR	v
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	ix
DAFTAR TABEL	xi
 BAB 1 PENDAHULUAN	
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Perumusan Masalah	2
1.3 Batasan Masalah	2
1.4 Tujuan Penelitian	3
1.5 Metode Penelitian	3
1.6 Sistematika Penulisan	4
1.7 Relevansi	4
 BAB 2 KONVERTER DC-DC RASIO TINGGI DENGAN INDUKTOR-KOPEL DAN DIODA-KAPASITOR UNTUK APLIKASI FOTOVOLTAIK	
2.1 Konverter <i>Quadratic Boost</i>	5
2.1.1 Analisis Saat Sakelar Tertutup	6
2.1.2 Analisis Saat Sakelar Terbuka	6
2.2 Konverter DC-DC Rasio Tinggi dengan Induktor-Kopel dan Dioda-Kapasitor	8
2.2.1 Induktor-Kopel	9
2.2.2 <i>Voltage Clamp</i> dan <i>Voltage Doubler Cell</i>	11
2.2.3 Analisis Kondisi Tunak	12
2.2.4 Penurunan Persamaan Rasio Konversi Tegangan Konverter	15
2.2.5 Penurunan Persamaan Parameter Konverter	18
2.3 Fotovoltaik	22

BAB 3 DESAIN, SIMULASI DAN IMPLEMENTASI KONVERTER

3.1	Diagram Blok Sistem Secara Keseluruhan.....	25
3.2	PV <i>Module</i> sebagai <i>Input</i> Konverter	26
3.3	Desain Konverter DC-DC Rasio Tinggi dengan Induktor- Kopel dan Dioda-Kapasitor.....	27
3.2.1	Penentuan Rasio Konversi dan <i>Duty Cycle</i>	27
3.2.2	Penentuan Besar Beban.....	28
3.2.3	Penentuan Nilai Induktor	28
3.2.4	Penentuan Nilai Kapasitor	29
3.4	Simulasi.....	30
3.5	Implementasi	33

BAB 4 PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA

4.1	Pengujian Sinyal PWM dan Pensakelaran	35
4.2	Pengujian Arus Induktor	38
4.3	Pengujian Tegangan Kapasitor.....	39
4.4	Pengujian Rasio Konversi	41
4.5	Pengujian Efisiensi	42
4.6	Pengujian Tegangan <i>Output</i> Konstan.....	44
4.7	Pengujian Menggunakan Modul Fotovoltaik	44

BAB 5 PENUTUP

5.1	Kesimpulan	47
5.2	Saran.....	47

DAFTAR PUSTAKA.....	49
----------------------------	-----------

LAMPIRAN	51
-----------------------	-----------

RIWAYAT HIDUP.....	59
---------------------------	-----------

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Rangkaian Konverter <i>Quadratic Boost</i>	5
Gambar 2.2	Konverter <i>Quadratic Boost</i> saat sakelar Q tertutup	6
Gambar 2.3	Konverter <i>Quadratic Boost</i> saat sakelar Q terbuka	7
Gambar 2.4	Rangkaian Konverter DC-DC Rasio Tinggi dengan Induktor-Kopel dan Dioda-Kapasitor	8
Gambar 2.5	Arah Fluks Induktor-Kopel.....	9
Gambar 2.6	(a) Rangkaian <i>Voltage Clamp</i>	11
	(b) Bentuk Gelombang <i>Input</i>	11
	(c) Bentuk Gelombang <i>Output</i>	11
Gambar 2.7	(a) Rangkaian <i>Voltage Doubler Cell</i>	12
	(b) Bentuk Gelombang V_{in}	12
	(c) Bentuk Gelombang V_{D1}	12
	(d) Bentuk Gelombang V_O	12
Gambar 2.8	Mode Operasi I (t_0 - t_1)	13
Gambar 2.9	Mode Operasi II (t_1 - t_2)	13
Gambar 2.10	Mode Operasi III (t_2 - t_3).....	14
Gambar 2.11	Mode Operasi IV (t_3 - t_4).....	14
Gambar 2.12	Mode Operasi V (t_4 - t_5).....	15
Gambar 2.13	Kurva I-V Fotovoltaik dengan Perubahan Iradiasi	22
Gambar 2.14	Kurva P-V dengan Perubahan Iradiasi.....	23
Gambar 3.1	Diagram Blok Sistem Konverter.....	25
Gambar 3.2	Nameplate Modul PV eISOL Solar Power 50 Watt.....	26
Gambar 3.3	Simulasi <i>Steady State</i> Konverter.....	31
Gambar 3.4	Proses <i>Switching</i> Dioda dan MOSFET	31
Gambar 3.5	Gelombang Arus Induktor L_l dan L_m	32
Gambar 3.6	Gelombang Tegangan Kapasitor	32
Gambar 3.7	Implementasi Alat.....	34
Gambar 4.1	Set Peralatan Pengujian	35
Gambar 4.2	Gelombang Pensakelaran pada Dioda D_l dan D_2 saat <i>Duty Cycle</i> 40%	36
Gambar 4.3	Gelombang Pensakelaran pada Dioda D_3 dan D_r saat <i>Duty Cycle</i> 40%	37
Gambar 4.4	Gelombang Pensakelaran pada Dioda <i>Output</i> D_O dan V_{DS} MOSFET saat <i>Duty Cycle</i> 40%	37
Gambar 4.5	Gelombang Tegangan dan Arus Induktor L_l	38
Gambar 4.6	Gelombang Tegangan dan Arus Induktor L_m	39

Gambar 4.7	Tegangan Kapasitor C_1 dan C_2	40
Gambar 4.8	Tegangan Kapasitor C_3 , C_O dan ΔV_{C_O}	41
Gambar 4.9	Grafik Tegangan <i>Output</i> vs <i>Duty Cycle</i> Konverter	42
Gambar 4.10	Grafik Efisiensi Konverter pada Tegangan <i>Input</i> 16 V, 18 V, dan 20 V	43
Gambar 4.11	Set Pengujian Menggunakan Modul Fotovoltaik (a) Modul eSOL 50 Watt	45
	(b) Konverter DC-DC Rasio Tinggi	45
Gambar 4.12	Grafik Hasil Pengujian Menggunakan Modul Fotovoltaik	45

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1	Spesifikasi Awal Desain Konverter	27
Tabel 3.2	Spesifikasi Komponen Rangkaian Konverter	33
Tabel 4.1	Hasil Pengujian V_o Konstan 150 V	43



BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Energi surya merupakan salah satu jenis energi baru dan terbarukan. Energi ini termasuk energi yang ramah lingkungan karena tidak menimbulkan polusi. Untuk dapat memanfaatkan energi ini, teknologi yang digunakan yaitu sel surya. Sel surya bekerja berdasarkan efek fotovoltaiik yang mengonversi cahaya matahari menjadi energi listrik. Hal ini menyebabkan sel surya memiliki karakteristik tegangan dan daya *output* yang bervariasi seiring dengan perubahan intensitas cahaya yang diserapnya. Karakteristik lain dari sel surya yaitu memiliki tegangan *output* rendah [1]. Sehingga, untuk aplikasi dengan level tegangan yang jauh lebih tinggi dan modul sel surya yang dimiliki jumlahnya terbatas, dibutuhkan konverter DC-DC *step-up* yang memiliki rasio konversi tegangan yang tinggi.

Konverter *boost* konvensional merupakan salah satu topologi yang dapat digunakan. Konverter ini dapat meningkatkan tegangan *input* ke level tegangan yang lebih tinggi. Namun, stres tegangan pada sakelar utama besarnya sama dengan tegangan *output* konverter. Karena itu, harus digunakan sakelar dengan *rating* tegangan dan resistansi *on-state* yang tinggi, yang mana akan memperbesar rugi-rugi konduksi [2]. Selain itu, jika konverter dioperasikan pada *duty cycle* yang sangat tinggi (mendekati 100%) akan mengakibatkan rugi-rugi konduksi yang semakin besar, masalah *reverse recovery* yang serius dan turunnya efisiensi. Sehingga, konverter *boost* konvensional tidak sesuai untuk aplikasi yang membutuhkan rasio konversi tinggi ($V_{out} \geq 8 \cdot V_{in}$) [3].

Topologi lain yang dapat digunakan yaitu konverter *quadratic boost*. Konverter ini merupakan pengembangan dari konverter *boost* konvensional. Konverter ini memiliki rasio konversi yang lebih tinggi, yaitu kuadrat dari rasio konversi konverter *boost* konvensional. Namun, rasio konversi dari konverter ini masih tergolong sedang, karena level tegangan *output* hanya ditentukan oleh *duty cycle*. Sehingga, jika dibutuhkan rasio konversi yang lebih tinggi, konverter ini harus disusun secara bertingkat, yang mana akan meningkatkan jumlah komponen dan biaya pembuatan konverter. Terlebih lagi, stres tegangan pada sakelar utama yang besarnya sama dengan tegangan *output*, mengharuskan penggunaan sakelar dengan resistansi *on-state* ($R_{DS(ON)}$) yang tinggi, yang mana akan menurunkan efisiensi konverter [4].

Untuk mendapatkan rasio konversi yang tinggi tanpa harus beroperasi pada *duty cycle* yang tinggi, konverter dengan transformator atau induktor-kopel dapat digunakan. Hal ini dikarenakan pada konverter ini rasio konversi tidak hanya ditentukan oleh *duty cycle*, tetapi juga perbandingan belitan transformator atau induktor-kopel [5]. Konverter *flyback* merupakan salah satu contohnya. Konverter ini dapat memberikan rasio konversi tinggi pada *duty cycle* yang lebih rendah dengan mengatur perbandingan belitan transformator. Namun, induktansi bocor pada konverter ini dapat menyebabkan stres tegangan yang tinggi pada sakelar utama dan menurunkan efisiensi.

Di dalam Tugas Akhir ini akan didesain dan diimplementasikan konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor. Konverter ini memiliki karakteristik dapat menghasilkan rasio konversi tegangan yang tinggi dengan adanya induktor-kopel, stres tegangan sakelar utama yang lebih rendah dengan adanya dioda-kapasitor, dan dapat *me-recycle* energi induktansi bocor dari induktor-kopel untuk meningkatkan efisiensi.

1.2 Perumusan Masalah

Permasalahan yang akan dibahas dalam Tugas Akhir ini adalah mendesain dan mengimplementasikan suatu konverter DC-DC dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor yang memiliki rasio konversi tegangan yang tinggi dan memiliki efisiensi daya yang baik pada semua tingkat pembebanan terutama ketika diaplikasikan pada sistem fotovoltaik.

1.3 Batasan Masalah

Dalam pelaksanaan Tugas Akhir ini, terdapat batasan permasalahan sebagai berikut:

1. Desain dan implementasi konverter disesuaikan dengan komponen-komponen yang tersedia di pasaran dan peralatan pendukung di laboratorium.
2. Sumber tegangan *input* yang digunakan pada implementasi adalah sumber DC variabel yang terdapat di laboratorium dan beban menggunakan resistor.
3. Semua analisis dan perhitungan dilakukan pada keadaan *steady state* dan semua komponen dianggap ideal.

1.4 Tujuan Penelitian

Tujuan yang ingin dicapai pada Tugas Akhir ini adalah sebagai berikut:

1. Mendesain dan mengimplementasikan konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor yang memiliki rentang tegangan *input* lebar sehingga sesuai untuk aplikasi fotovoltaiik.
2. Mengetahui efisiensi dari implementasi konverter untuk daya *output* rendah hingga daya *output* maksimum.

1.5 Metode Penelitian

Metode penelitian yang digunakan pada Tugas Akhir ini adalah sebagai berikut:

1. Studi Literatur
Studi literatur dilakukan dengan mempelajari hal-hal mengenai konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor, seperti prinsip kerja konverter DC-DC rasio tinggi, induktor-kopel yang dapat meningkatkan rasio konversi dan cara pembuatannya, dioda-kapasitor yang dapat menurunkan stres tegangan pada sakelar utama dan *me-recycle* energi induktansi bocor induktor-kopel, fotovoltaiik, prinsip kerja dan cara pembuatan PWM menggunakan mikrokontroler ATmega16, dan juga komponen-komponen aktif maupun pasif lainnya. Referensi yang digunakan yaitu berasal dari jurnal ilmiah, buku-buku, tugas akhir mahasiswa sebelumnya dan internet.
2. Desain dan Simulasi
Pada tahap ini dilakukan pendesainan konverter dengan melakukan perhitungan matematis parameter-parameter konverter sesuai yang diinginkan. Selanjutnya dilakukan simulasi menggunakan *software* untuk memastikan bahwa konverter dapat bekerja dengan baik dan benar sesuai perhitungan.
3. Implementasi Alat
Pada tahap ini dilakukan pembuatan konverter berdasarkan parameter-parameter hasil desain dan simulasi yang telah dilakukan dengan mempertimbangkan ketersediaan komponen di pasaran.
4. Analisis Hasil Implementasi
Setelah konverter selesai dibuat, selanjutnya dilakukan pengujian dan pengukuran menggunakan osiloskop dan peralatan

pendukung lainnya. Data yang diperoleh dari pengujian dan pengukuran ini kemudian dibandingkan dengan nilai perhitungan dan simulasi untuk dianalisis.

5. Kesimpulan

Kesimpulan diambil berdasarkan hasil analisis dari nilai perhitungan, simulasi dan data-data yang telah didapatkan melalui pengujian dan pengukuran.

1.6 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan yang digunakan pada Tugas Akhir ini adalah sebagai berikut:

1. Bab 1 adalah pendahuluan yang berisi tentang latar belakang, rumusan masalah, tujuan penelitian, metodologi, sistematika penulisan, dan relevansi Tugas Akhir.
2. Bab 2 berisi tentang teori dasar yang mendukung penelitian. Pada bab ini akan dibahas mengenai konverter *quadratic boost*, konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor, induktor-kopel, teknik dioda-kapasitor dan fotovoltaiik.
3. Bab 3 berisi mengenai uraian perancangan secara matematis, simulasi menggunakan *software* PSIM dan implementasi konverter untuk daya 50 Watt yang akan diuji di laboratorium.
4. Bab 4 berisi tentang pengujian dan analisis data hasil pengujian implementasi konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor untuk aplikasi fotovoltaiik.
5. Bab 5 memuat kesimpulan dari penelitian yang telah dilakukan dan saran untuk penelitian selanjutnya.

1.7 Relevansi

Hasil yang diperoleh dari Tugas Akhir ini diharapkan dapat memberikan manfaat sebagai berikut:

1. Menjadi referensi untuk penelitian selanjutnya mengenai konverter DC-DC *step-up* rasio tinggi dengan induktor-kopel.
2. Menjadi referensi untuk pengembangan pembangkit listrik yang memanfaatkan energi terbarukan seperti fotovoltaiik.
3. Menjadi referensi bagi mahasiswa lain yang hendak mengambil masalah yang serupa untuk dikembangkan sebagai Tugas Akhir.

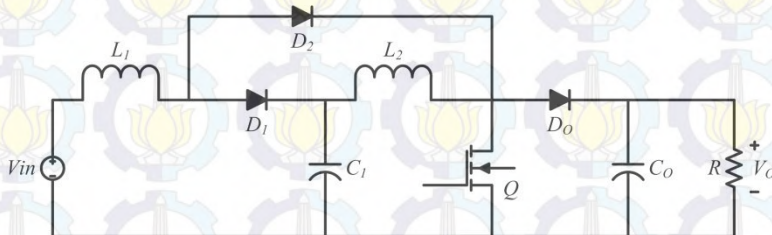
BAB 2

KONVERTER DC-DC RASIO TINGGI DENGAN INDUKTOR-KOPEL DAN DIODA-KAPASITOR UNTUK APLIKASI FOTOVOLTAIK

Konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor adalah konverter yang dapat meningkatkan tegangan *input* DC ke level tegangan *output* yang lebih tinggi. Konverter ini merupakan pengembangan dari konverter *quadratic boost* yang dikombinasikan dengan induktor-kopel dan teknik dioda-kapasitor. Berikut merupakan penjelasan dari konverter-konverter tersebut.

2.1 Konverter *Quadratic Boost*

Konverter *quadratic boost* adalah salah satu jenis konverter DC-DC yang dapat menaikkan level tegangan. Konverter ini merupakan pengembangan dari dua konverter *boost* yang diseri sehingga dalam proses operasinya hanya membutuhkan satu buah sakelar aktif. Konverter ini memiliki rasio konversi yang lebih tinggi dibandingkan dengan konverter *boost* konvensional, yaitu sebagai fungsi kuadrat dari rasio konversi konverter *boost* konvensional [4]. Gambar 2.1 di bawah ini menunjukkan rangkaian dari konverter *quadratic boost*.

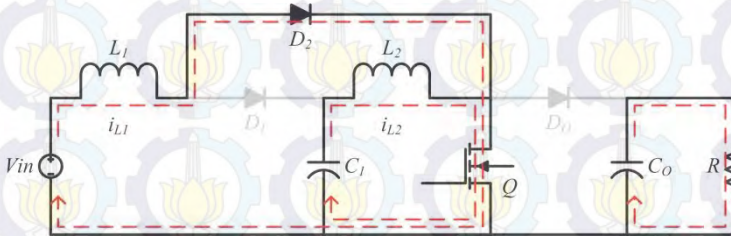


Gambar 2.1 Rangkaian Konverter *Quadratic Boost*

Konverter *quadratic boost* memiliki prinsip kerja yang hampir sama dengan konverter *boost*. Pada saat sakelar konduksi, energi disimpan di induktor dan pada saat sakelar terbuka, induktor melepas energinya. Hubungan *input-output* atau rasio konversi konverter dapat ditentukan dengan melakukan analisis rangkaian konverter pada kondisi *steady state* saat sakelar tertutup dan terbuka.

2.1.1 Analisis Saat Sakelar Tertutup

Pada saat sakelar Q tertutup, dioda D_2 konduksi. Dioda D_1 dan D_O *reverse bias* karena tegangan V_{C1} dan V_O . Sumber menyalurkan energinya ke induktor L_1 melalui D_2 . Pada saat yang sama, energi yang tersimpan di kapasitor C_1 dilepas ke induktor L_2 melalui Q . Sehingga, arus induktor i_{L1} dan i_{L2} meningkat secara linear [4].



Gambar 2.2 Konverter *Quadratic Boost* saat sakelar Q tertutup

Gambar 2.2 di atas menunjukkan rangkaian ekuivalen konverter saat sakelar Q tertutup. Dari gambar tersebut, dapat diturunkan persamaan sebagai berikut:

$$V_{L1(ON)} = V_{in} \quad (2.1)$$

$$V_{L2(ON)} = V_{C1} \quad (2.2)$$

2.1.2 Analisis Saat Sakelar Terbuka

Pada saat sakelar Q terbuka, dioda D_1 dan D_O konduksi. Dioda D_2 menjadi *reverse bias* karena tegangan V_O . Energi yang tersimpan di induktor L_1 mengalir melalui dioda D_1 untuk mengisi kapasitor C_1 . Sehingga, arus induktor i_{L1} turun secara linear. Pada saat yang sama, sumber V_{in} , induktor L_1 dan L_2 terhubung seri untuk menyalurkan energinya ke kapasitor *output* C_O dan beban R [4].

Gambar 2.3 di bawah merupakan rangkaian ekuivalen konverter saat sakelar Q terbuka. Dari gambar tersebut, dapat diturunkan persamaan sebagai berikut:

$$V_{L1(OFF)} = V_{in} - V_{C1} \quad (2.3)$$

$$V_{L2(OFF)} = V_{C1} - V_O \quad (2.4)$$


$$\int_0^{DT} V_{L1(ON)} dt + \int_{DT}^T V_{L1(OFF)} dt = 0 \quad (2.5)$$

$$\int_0^{DT} V_{in} dt + \int_{DT}^T (V_{in} - V_{c1}) dt = 0 \quad (2.6)$$

$$DTV_{in} + (1 - D)TV_{in} - (1 - D)TV_{C1} = 0 \quad (2.7)$$

$$TV_{in} - (1 - D)TV_{C1} = 0 \quad (2.8)$$

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (2.9)$$

$$\int_0^{DT} V_{L2(ON)} dt + \int_{DT}^T V_{L2(OFF)} dt = 0 \quad (2.10)$$

$$\int_0^{DT} V_{C1} dt + \int_{DT}^T (V_{C1} - V_o) dt = 0 \quad (2.11)$$

$$DTV_{C_1} + (1 - D)TV_{C_1} - (1 - D)TV_O = 0 \quad (2.12)$$

$$TV_{C1} - (1 - D)TV_O = 0 \quad (2.13)$$

$$V_O = \frac{1}{1-p} V_{C1} \quad (2.14)$$

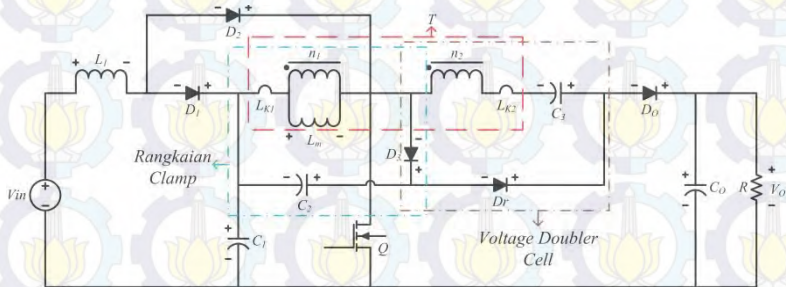
Selanjutnya dilakukan substitusi persamaan (2.9) ke persamaan (2.14) maka diperoleh:

$$V_o = \left(\frac{1}{1-D} \right)^2 V_{in} \quad (2.15)$$

Dari persamaan (2.15) dapat diketahui bahwa rasio konversi dari konverter *quadratic boost* merupakan kuadrat dari rasio konversi konverter *boost* konvensional.

2.2 Konverter DC-DC Rasio Tinggi dengan Induktor-Kopel dan Dioda-Kapasitor

Konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor merupakan konverter *quadratic boost* yang dikombinasikan dengan induktor-kopel dan teknik dioda-kapasitor. Konverter ini mampu menghasilkan rasio konversi tegangan yang lebih tinggi dibandingkan dengan konverter *quadratic boost*. Hal ini dikarenakan, rasio konversi dari konverter ini tidak hanya ditentukan oleh besarnya *duty cycle*, tetapi juga perbandingan belitan induktor-kopel. Artinya, konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor dapat memberikan rasio konversi tegangan yang sama dengan konverter *quadratic boost* dengan *duty cycle* yang lebih rendah [3].



Gambar 2.4 Rangkaian Konverter DC-DC Rasio Tinggi dengan Induktor-Kopel dan Dioda-Kapasitor

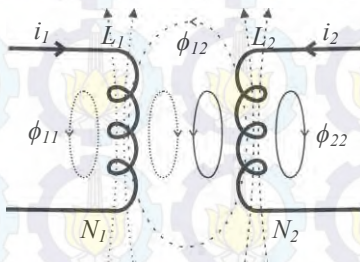
Teknik dioda-kapasitor yang digunakan pada konverter ini yaitu *voltage clamp* dan *voltage doubler cell*. Rangkaian *voltage clamp* dipasang pada belitan primer induktor-kopel. Rangkaian ini digunakan untuk menurunkan level stres tegangan pada sakelar utama

konverter. Rangkaian *voltage doubler cell* dipasang pada belitan sekunder induktor-kopel. Rangkaian ini digunakan untuk semakin meningkatkan *gain* tegangan konverter. Selain itu, rangkaian dioda-kapasitor ini juga berfungsi untuk *me-recycle* energi induktansi bocor dari induktor-kopel, sehingga efisiensi konverter meningkat. Seperti halnya konverter *quadratic boost*, konverter ini hanya membutuhkan satu buah sakelar aktif dalam proses operasinya [3].

Gambar 2.4 di atas menunjukkan rangkaian konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor kopel dan dioda-kapasitor. Seperti yang terlihat pada gambar tersebut, konverter terdiri atas satu buah sakelar Q , induktor *input* L_1 , induktor-kopel T yang dimodelkan sebagai transformator ideal dengan induktansi magnetisasi L_m dan induktansi bocor (L_{K1} & L_{K2}), dioda D_1 , D_2 , dan D_O , kapasitor penyimpan energi C_1 , kapasitor output C_O , rangkaian *clamp* yang terdiri dari dioda D_3 dan kapasitor C_2 , dan rangkaian *voltage doubler cell* yang terdiri dari dioda D_r , kapasitor C_3 , dan belitan sekunder induktor-kopel.

2.2.1 Induktor-Kopel

Induktor-kopel adalah dua atau lebih induktor yang dikopel pada satu inti yang sama. Induktor-induktor ini bekerja dengan saling mempengaruhi. Jika salah satu induktor dialiri arus, maka akan terbangkit fluks yang dapat menginduksi induktor lainnya [6]. Gambar 2.5 di bawah ini menunjukkan arah fluks magnet pada induktor-kopel.



Gambar 2.5 Arah Fluks Induktor-Kopel

Seperti yang terlihat pada gambar di atas, induktor L_1 memiliki dua jenis fluks, ϕ_{11} dan ϕ_{12} . Fluks ϕ_{11} merupakan fluks yang melingkupi induktor L_1 sedangkan ϕ_{12} merupakan bagian dari fluks ϕ_{11} yang terhubung ke induktor L_2 . Fluks ϕ_{12} ini disebut sebagai *mutual flux* atau *leakage flux* dari suatu induktor. Hal ini juga berlaku untuk induktor L_2 .

Berdasarkan persamaan umum terbangkitnya tegangan pada sebuah induktor, hubungan antara fluks ϕ_{11} , ϕ_{22} , dan ϕ_{12} dengan tegangan pada masing-masing induktor adalah sebagai berikut:

$$V_{L1} = N_1 \frac{d\phi_{11}}{dt} + N_1 \frac{d\phi_{12}}{dt} \quad (2.16)$$

$$V_{L2} = N_2 \frac{d\phi_{21}}{dt} + N_2 \frac{d\phi_{22}}{dt} \quad (2.17)$$

atau dapat juga ditulis

$$V_{L1} = L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (2.18)$$

$$V_{L2} = L_{21} \frac{di_1}{dt} + L_{22} \frac{di_2}{dt} \quad (2.19)$$

dimana V_{L1} , V_{L2} , N_1 , N_2 , i_1 , i_2 , masing-masing merupakan tegangan, jumlah lilitan, dan arus pada induktor 1 dan induktor 2. ϕ_{11} dan ϕ_{22} merupakan fluks yang terbangkit pada induktor 1 dan induktor 2. ϕ_{12} merupakan fluks pada induktor 1 akibat induktor 2 dan ϕ_{21} adalah fluks pada induktor 2 akibat induktor 1. L_{11} dan L_{22} merupakan induktansi sendiri pada induktor 1 dan induktor 2. L_{12} dan L_{21} adalah induktansi bersama induktor-kopel. Karena L_{12} dan L_{21} besarnya sama, maka induktansi bersama dapat juga ditulis sebagai L_M [6].

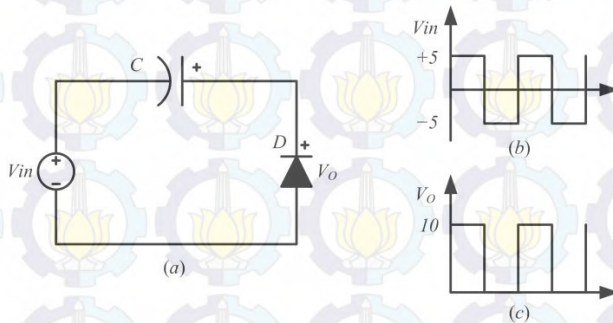
Induktor-kopel memiliki koefisien kopling, k . Koefisien kopling ini digunakan untuk mengetahui kerapatan kopling yang menunjukkan kualitas induktor-kopel. Koefisien kopling bernilai antara 0 sampai 1. Hubungan antara koefisien kopling, induktansi sendiri dan induktansi bersama suatu induktor-kopel dirumuskan sebagai berikut:

$$k = \frac{L_M}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} \quad (2.20)$$

Jika induktor tidak dikopel, maka $L_M = 0$, sehingga $k = 0$. Jika induktor dikopel dengan sangat rapat, maka semua fluks pada salah satu kumparan mengalir ke kumparan lainnya, dengan kata lain, tidak ada fluks bocor pada induktor-kopel tersebut, pada kondisi ini nilai $k = 1$. Artinya, semakin besar nilai koefisien kopling suatu induktor-kopel, semakin baik kualitas induktor-kopel tersebut.

2.2.2 Voltage Clamp dan Voltage Doubler Cell

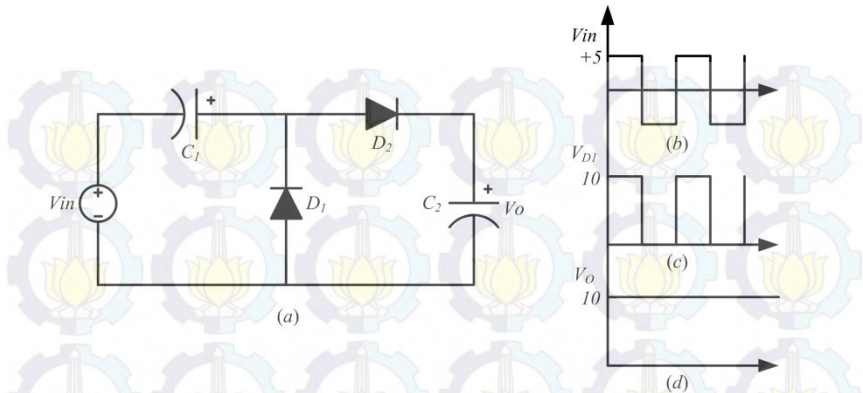
Rangkaian *voltage clamp* adalah rangkaian yang dapat mengubah level tegangan ke nilai yang diinginkan. Rangkaian ini terdiri atas kapasitor dan dioda. Gambar 2.6 di bawah ini menunjukkan skema dari rangkaian *voltage clamp* dan bentuk gelombanganya.



Gambar 2.6 (a) Rangkaian *Voltage Clamp*; (b) Bentuk Gelombang *Input*; dan (c) Bentuk Gelombang *Output*

Sesuai dengan Gambar 2.6 (a)-(c), saat tegangan *input* negatif, dioda akan konduksi. Selama siklus ini kapasitor diisi oleh sumber V_{in} sehingga tegangan kapasitor sama dengan tegangan *input*. Tegangan *output* sama dengan nol, karena dioda konduksi dan dianggap ideal. Saat tegangan *input* positif dioda akan *reverse bias* dan tegangan *output* merupakan jumlah dari V_{in} dan V_C . Bentuk gelombang tegangan *output* ditunjukkan oleh Gambar 2.6 (c). Dari analisis ini dapat diketahui bahwa nilai minimum tegangan *ouput* di-*clamp* menjadi nol dengan amplitudo gelombang yang sama dengan tegangan *input*.

Rangkaian *voltage clamp* dapat dimodifikasi dengan menambah dioda dan kapasitor seperti pada Gambar 2.7 (a). Rangkaian ini disebut sebagai rangkaian *voltage doubler cell*. Prinsip kerja dari rangkaian ini hampir sama dengan rangkaian *voltage clamp*. Pada saat tegangan *input* positif, dioda D_1 *reverse bias* dan dioda D_2 konduksi. Selama siklus ini sumber V_{in} dan kapasitor C_1 melepas energinya untuk mengisi kapasitor C_2 sehingga tegangan *output* merupakan jumlah dari V_{in} dan V_{C1} . Pada saat tegangan *input* negatif, dioda D_1 konduksi dan dioda D_2 *reverse bias*. Sumber V_{in} melepas energinya melalui D_1 untuk mengisi kapasitor C_1 . Selama siklus ini tegangan *output* sama dengan tegangan V_{C2} . Gambar 2.7 (b)-(d) menunjukkan bentuk gelombang dari analisis di atas.

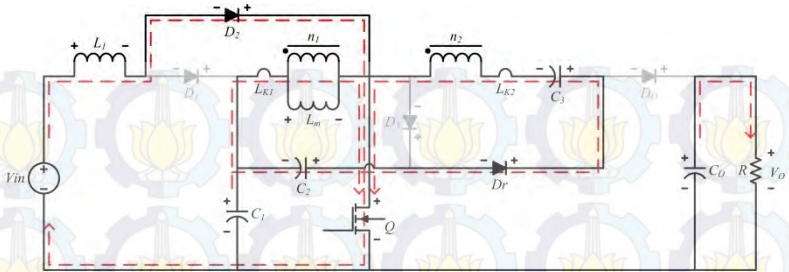


Gambar 2.7 (a) Rangkaian *Voltage Doubler Cell* dan Bentuk Gelombang (b) V_{in} , (c) V_{Di} , dan (d) V_o

2.2.3 Analisis Kondisi Tunak

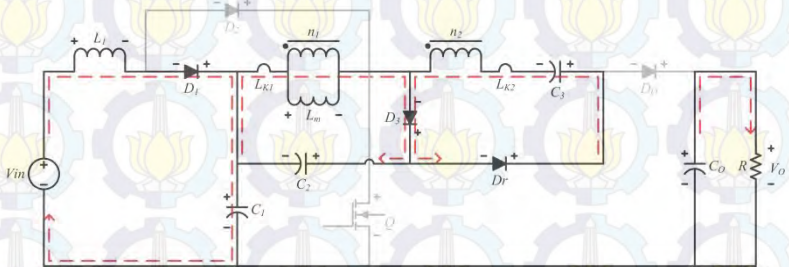
Prinsip kerja suatu konverter dapat dijelaskan melalui mode operasinya. Konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor memiliki lima mode operasi dalam satu periode pensakelaran. Mode operasi konverter ini dapat dipahami dengan melakukan analisis terhadap perilaku masing-masing komponen pada saat kondisi tunak. Dalam melakukan analisis, diasumsikan bahwa semua komponen dianggap ideal kecuali induktansi bocor induktor-kopel, tegangan setiap kapasitor juga dianggap konstan selama satu periode pensakelaran, dan konverter beroperasi secara *continuous-conduction mode* (C-CCM) atau arus induktor i_{L1} dan i_{Lm} selalu kontinu. Asumsi ini dibuat untuk menyederhanakan analisis [3].

Pada saat t_0 - t_1 , sakelar Q aktif. Sumber DC V_{in} mentransfer energinya ke induktor L_1 melalui dioda D_2 dan sakelar Q . Kapasitor C_1 melepas energinya melalui sakelar Q untuk mengisi induktor magnetisasi L_m dan induktor bocor primer L_{K1} . Karena tegangan V_{L1} dan V_{C1} tetap selama mode ini, maka arus induktor i_{L1} , i_{Lm} , dan i_{LK1} meningkat secara linear. Pada saat yang sama, energi yang tersimpan pada kapasitor C_1 dan C_2 juga dilepas ke C_3 melalui D_r . Beban R disuplai oleh kapasitor output C_o . Dioda D_1 , D_3 dan D_o reverse bias karena tegangan V_{C1} , $V_{C1} + V_{C2}$ dan $V_o - V_{C1} - V_{C2}$. Gambar 2.8 di bawah menunjukkan rangkaian ekuivalen konverter saat mode ini (t_0 - t_1).



Gambar 2.8 Mode Operasi I (t_0-t_1)

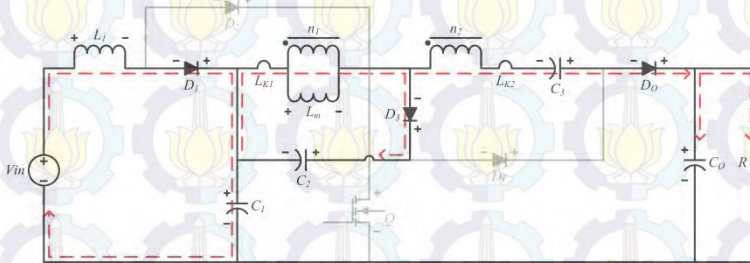
Pada saat t_1-t_2 , sakelar Q terbuka. Arus yang tadinya mengalir melalui Q sekarang mengalir melalui dioda D_3 . Pada saat yang sama, energi yang tersimpan di induktor L_1 dilepas untuk mengisi kapasitor C_1 melalui dioda D_1 , sehingga arus i_{L1} turun secara linear. Dioda D_2 *reverse bias* karena tegangan V_{C2} . Dioda D_0 masih tetap *reverse bias* karena tegangan $V_O - V_{C1} - V_{C2}$. Energi yang tersimpan di induktansi bocor L_{K1} di-*recycle* ke kapasitor C_2 . Arus i_{LK2} menjaga arah arus yang sama untuk mengisi kapasitor C_3 melalui D_3 dan D_r . Tegangan stres pada sakelar Q adalah jumlah tegangan V_{C1} dan V_{C2} . Beban disuplai oleh kapasitor C_0 . Mode ini selesai saat i_{LK2} mencapai nol saat $t = t_2$.



Gambar 2.9 Mode Operasi II (t_1-t_2)

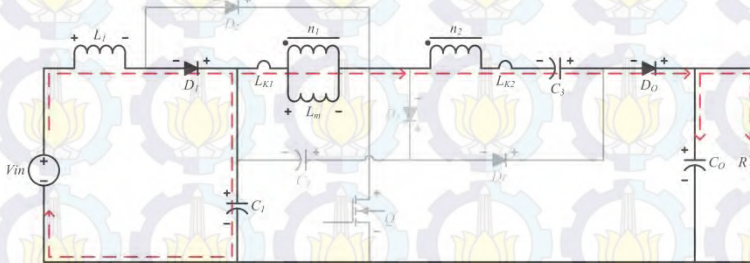
Selama interval waktu ketiga, t_2-t_3 , sakelar Q tetap terbuka. Karena $i_{LK2} = 0$ pada saat $t = t_2$, V_{C2} dicerminkan ke sisi sekunder induktor-kopel. Sehingga dioda D_r *reverse bias* karena tegangan $V_{C3} + NV_{C2}$. Sementara itu, dioda D_0 mulai konduksi. Induktor L_1 masih tetap mengisi kapasitor C_1 , sehingga arus induktor i_{L1} tetap menurun secara linear. Energi yang tersimpan di induktor L_m dan L_{K1} dilepas ke C_2 .

Selain itu, energi yang tersimpan di induktor L_m juga dilepas ke *output* melalui sisi sekunder induktor kopel, kapasitor C_3 dan dioda D_o . Mode ini berakhir saat $i_{LK1} = i_{LK2}$. Dengan demikian $i_{C2} = 0$ saat $t = t_3$.



Gambar 2.10 Mode Operasi III (t_2 - t_3)

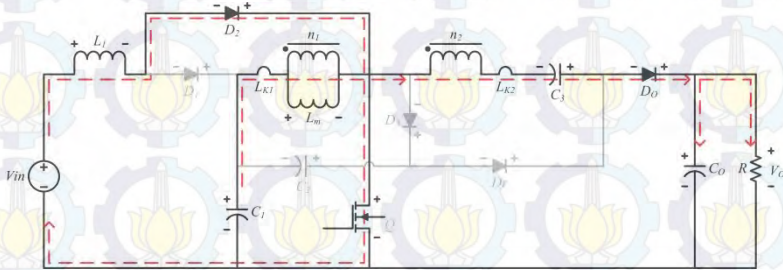
Pada saat t_3 - t_4 , sakelar Q , dioda D_2 dan D_r masih terbuka. Karena $i_{C2} = 0$ saat $t = t_3$, arus i_{LK2} yang mengalir melalui D_3 diblok. Energi yang tersimpan di induktor L_1 tetap dilepas ke kapasitor C_1 melalui dioda D_1 , sehingga arus i_{L1} tetap menurun secara linear. Sumber DC V_{in} , induktor L_1 , L_m , L_{K1} , sisi sekunder induktor kopel, L_{K2} dan V_{C3} terhubung seri dan melepas energinya ke kapasitor *output* C_o dan beban R . Mode operasi ini berakhir saat sakelar Q konduksi pada $t = t_4$.



Gambar 2.11 Mode Operasi IV (t_3 - t_4)

Mode operasi ke lima dimulai saat sakelar Q konduksi pada $t = t_4$. Selama waktu interval ini (t_4 - t_5), dioda D_1 , D_3 , dan D_r *reverse bias* oleh tegangan V_{C1} , $V_{C1} + V_{C2}$ dan $V_o - V_{C1} - V_{C2}$. Karena arus i_{L1} dan i_{Lm} kontinu, dioda D_2 , dan D_o konduksi. Rangkaian ekuivalen dari mode operasi ini ditunjukkan pada Gambar 2.12. Induktor L_1 diisi oleh sumber

DC V_{in} , sehingga arus i_{Ll} meningkat secara linear. Induktor L_m dan L_{Kl} diisi oleh energi yang tersimpan di kapasitor C_l , sehingga arus i_{Lm} dan i_{LKl} juga meningkat secara linear. Sementara itu, induktor L_m bersama dengan kapasitor C_3 tetap mengirim energinya ke kapasitor *output* dan beban R .



Gambar 2.12 Mode Operasi V (t_4 - t_5)

2.2.4 Penurunan Persamaan Rasio Konversi Tegangan Konverter

Dalam menentukan persamaan rasio konversi tegangan konverter, hanya mode operasi 1 dan 3 yang digunakan. Hal ini dikarenakan mode operasi 2, 4, dan 5 berlangsung sangat singkat [3]. Induktor-kopel dimodelkan sebagai transformator ideal dengan induktor magnetisasi L_m dan induktansi bocor L_K di sisi primer. Perbandingan belitan (N) dan koefisien kopling (k) dari induktor-kopel didefinisikan sebagai berikut:

$$N = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.21)$$

$$k = \frac{L_m}{L_K + L_m} = \frac{L_m}{L_p} \quad (2.22)$$

dimana n_1 dan n_2 adalah jumlah belitan primer dan sekunder induktor-kopel [5]-[7].

Pada mode operasi 1, sakelar Q konduksi, sumber DC V_{in} melepas energinya ke induktor L_l dan kapasitor C_l melepas energinya ke induktor magnetisasi L_m . Sehingga, sesuai dengan Gambar 2.8 dapat ditulis persamaan sebagai berikut:

$$V_{L1(ON)} = V_{in} \quad (2.23)$$

$$V_{Lm(ON)} = kV_{C1} \quad (2.24)$$

Tegangan pada kapasitor C_3 adalah

$$V_{C3} = V_{C1} + V_{C2} + V_{n2} \quad (2.25)$$

$$V_{C3} = V_{C1} + V_{C2} + NV_{Lm} \quad (2.26)$$

$$V_{C3} = (1 + kN)V_{C1} + V_{C2} \quad (2.27)$$

Selama mode operasi 3, sakelar Q terbuka, induktor L_l dan L_m melepas energinya. Berdasarkan Gambar 2.10, dapat ditulis persamaan sebagai berikut:

$$V_{L1(OFF)} = V_{in} - V_{C1} \quad (2.28)$$

$$V_{Lm(OFF)} = -kV_{C2} \quad (2.29)$$

Tegangan *output* konverter adalah

$$V_O = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} - V_{n2} \quad (2.30)$$

$$V_O = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} + NV_{Lm} \quad (2.31)$$

$$V_O = V_{C1} + (1 + kN)V_{C2} + V_{C3} \quad (2.32)$$

Dengan mengaplikasikan prinsip *inductor volt-second balance* [6] pada induktor L_l didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$\int_0^{DT} V_{L1(ON)} dt + \int_{DT}^T V_{L1(OFF)} dt = 0 \quad (2.33)$$

$$\int_0^{DT} V_{in} dt + \int_{DT}^T (V_{in} - V_{C1}) dt = 0 \quad (2.34)$$

$$DTV_{in} + (1 - D)TV_{in} - (1 - D)TV_{C1} = 0 \quad (2.35)$$

$$TV_{in} - (1 - D)TV_{C1} = 0 \quad (2.36)$$

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (2.37)$$

Dengan mengaplikasikan prinsip yang sama pada induktor L_m didapatkan persamaan sebagai berikut:

$$\int_0^{DT} V_{Lm(ON)} dt + \int_{DT}^T V_{Lm(OFF)} dt = 0 \quad (2.38)$$

$$\int_0^{DT} kV_{C1} dt + \int_{DT}^T (-kV_{C2}) dt = 0 \quad (2.39)$$

$$DTkV_{C1} - (1 - D)TkV_{C2} = 0 \quad (2.40)$$

$$V_{C2} = \frac{D}{1-D} V_{C1} \quad (2.41)$$

Selanjutnya dilakukan substitusi persamaan (2.37) ke persamaan (2.41), maka diperoleh:

$$V_{C2} = \frac{D}{(1-D)^2} V_{in} \quad (2.42)$$

Persamaan (2.37) dan (2.41) juga disubstitusikan ke persamaan (2.27), sehingga diperoleh:

$$V_{C3} = \frac{(1+kN)}{1+D} V_{in} + \frac{D}{(1-D)^2} V_{in} \quad (2.43)$$

$$V_{C3} = \frac{1+k(N-ND)}{(1-D)^2} V_{in} \quad (2.44)$$

Berdasarkan persamaan (2.32), (2.37), (2.41), dan (2.44), persamaan rasio konversi tegangan konverter dapat diturunkan sebagai berikut:

$$V_0 = \frac{1}{1-D} V_{in} + \frac{D(1+kN)}{(1-D)^2} V_{in} + \frac{1+k(N-ND)}{(1-D)^2} V_{in} \quad (2.45)$$

$$V_o = \frac{1-D+D+kND+1+kN-kND}{(1-D)^2} V_{in} \quad (2.46)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2+kN}{(1-D)^2} \quad (2.47)$$

Induktor magnetisasi L_m memiliki nilai yang jauh lebih besar dibandingkan dengan nilai L_K , sehingga nilai k mendekati 1. Dengan menganggap bahwa nilai k sama dengan 1 (induktor kopel ideal), maka persamaan (2.47) di atas dapat ditulis menjadi

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2+N}{(1-D)^2} \quad (2.48)$$

2.2.5 Penurunan Persamaan Parameter Konverter

Konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor memiliki parameter-parameter yang perlu ditentukan nilainya sehingga dapat disimulasikan dan diimplementasikan. Parameter-parameter itu diantaranya adalah induktor *input* L_l , induktor magnetisasi L_m , kapasitor penyimpan energi C_l , kapasitor *clamp* C_2 dan C_3 , serta kapasitor *output* C_o .

Nilai induktor *input* L_l dan induktor magnetisasi L_m dapat ditentukan dengan menggunakan asumsi yang telah ditentukan, yaitu semua komponen dianggap ideal. Dengan asumsi ini maka besar daya *input* sama dengan besar daya *output*.

$$P_{in} = P_o \quad (2.49)$$

$$V_{in} I_{in} = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.50)$$

karena $I_{in} = I_{Ll}$, maka

$$I_{Ll} = \frac{V_o^2}{R V_{in}} \quad (2.51)$$

Substitusi persamaan (2.48) ke persamaan (2.51) diperoleh

$$I_{Ll} = \frac{(2+N)^2}{R(1-D)^4} V_{in} \quad (2.52)$$

Nilai maksimum dan minimum arus induktor L_l dapat ditentukan dengan menggunakan nilai rata-rata dan nilai perubahan arusnya.

$$I_{L1_max} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (2.53)$$

$$I_{L1_min} = I_{L1} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (2.54)$$

dimana

$$\Delta I_{L1} = \frac{D}{L_{1f}} V_{in} \quad (2.55)$$

Sehingga, setelah dilakukan substitusi persamaan (2.52) dan (2.55) ke persamaan (2.53) dan (2.54) diperoleh

$$I_{L1_max} = \frac{(2+N)^2}{R(1-D)^4} V_{in} + \frac{D}{2L_{1f}} V_{in} \quad (2.56)$$

$$I_{L1_min} = \frac{(2+N)^2}{R(1-D)^4} V_{in} - \frac{D}{2L_{1f}} V_{in} \quad (2.57)$$

Syarat konverter beroperasi secara *continuous conduction mode* (CCM) adalah arus induktornya harus selalu lebih dari nol. Sehingga, berdasarkan persamaan (2.57), nilai induktor L_l minimal agar konverter bekerja secara CCM adalah

$$0 < \frac{(2+N)^2}{R(1-D)^4} V_{in} - \frac{D}{2L_{1_min}f} V_{in} \quad (2.58)$$

$$L_{1_min} > \frac{D(1-D)^4 R}{2(2+N)^2 f} \quad (2.59)$$

Dengan menggunakan prinsip yang sama, nilai induktor magnetisasi L_m dapat ditentukan sebagai berikut:

$$P_{C1} = P_o \quad (2.60)$$

$$V_{C1} I_{C1} = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.61)$$

karena $I_{CI} = I_{Lm}$, maka

$$I_{Lm} = \frac{V_0^2}{RV_{C1}} \quad (2.62)$$

Dengan melakukan substitusi persamaan (2.37) dan (2.48) ke persamaan (2.62) maka diperoleh

$$I_{Lm} = \frac{(2+N)^2}{R(1-D)^3} V_{in} \quad (2.63)$$

Nilai maksimum dan minimum arus induktor L_m dapat ditentukan dengan menggunakan nilai rata-rata dan nilai perubahan arusnya.

$$I_{Lm_max} = I_{Lm} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \quad (2.64)$$

$$I_{Lm_min} = I_{Lm} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \quad (2.65)$$

dimana

$$\Delta I_{Lm} = \frac{D}{(1-D)L_m f} V_{in} \quad (2.66)$$

Sehingga setelah dilakukan substitusi persamaan (2.63) dan (2.66) ke persamaan (2.64) dan (2.65) diperoleh

$$I_{Lm_max} = \frac{(2+N)^2}{R(1-D)^3} V_{in} + \frac{D}{2(1-D)L_m f} V_{in} \quad (2.67)$$

$$I_{Lm_min} = \frac{(2+N)^2}{R(1-D)^3} V_{in} - \frac{D}{2(1-D)L_m f} V_{in} \quad (2.68)$$

Syarat konverter beroperasi secara *contiunous conduction mode* adalah arus induktornya selalu lebih dari nol. Sehingga, nilai induktor L_m minimal agar konverter bekerja secara CCM adalah

$$0 < \frac{(2+N)^2}{R(1-D)^3} V_{in} - \frac{D}{2(1-D)L_{m_min} f} V_{in} \quad (2.69)$$

$$L_{m_min} > \frac{D(1-D)^2 R}{2(2+N)^2 f} \quad (2.70)$$

Selain dengan menggunakan persamaan (2.59) dan (2.70), nilai L_l dan L_m dapat juga ditentukan menggunakan persamaan (2.55) dan (2.66) dengan memasukkan nilai *ripple* arus yang diinginkan.

Untuk menghitung nilai kapasitor *output* C_o digunakan prinsip persamaan dasar jumlah muatan yang tersimpan dalam suatu kapasitor [2]. Persamaannya adalah sebagai berikut:

$$\Delta Q_o = C_o \Delta V_o \quad (2.71)$$

$$I_{on} \Delta t_{on} = C_o \Delta V_o \quad (2.72)$$

$$\frac{V_o}{R} DT = C_o \Delta V_o \quad (2.73)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RC_o f} \quad (2.74)$$

$$C_o = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f} \quad (2.75)$$

Dengan menggunakan prinsip yang sama, nilai kapasitor penyimpan energi C_l dapat ditentukan sebagai berikut:

$$\Delta Q_{C1} = C_1 \Delta V_{C1} \quad (2.76)$$

$$I_{Lm} \Delta t_{on} = C_1 \Delta V_{C1} \quad (2.77)$$

$$\frac{(2+N)^2}{R(1-D)^3} V_{in} DT = C_1 \Delta V_{C1} \quad (2.78)$$

$$\frac{(2+N)^2}{R(1-D)^3} \times \frac{(1-D)^2}{2+N} V_o DT = C_1 \Delta V_{C1} \quad (2.79)$$

$$C_1 = \frac{D(2+N)V_o}{R(1-D)\Delta V_{C1}f} \quad (2.80)$$

Karena konverter bekerja dengan frekuensi pensakelaran yang tinggi, maka untuk meminimalkan *ripple* arus dan tegangan pada sakelar

Q , dioda D_3 dan D_r , besar frekuensi *cut off* dari filter L_P - C_2 dan L_S - C_3 minimal sepuluh kali lebih kecil dari frekuensi pensakelaran [7].

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_P C_2}} \quad (2.81)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_3}} \quad (2.82)$$

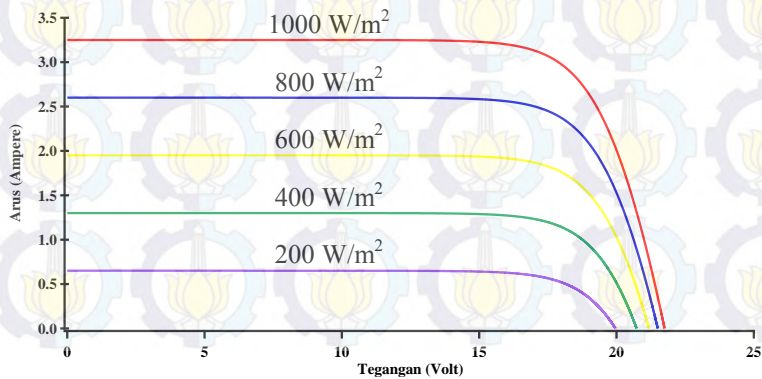
sehingga nilai C_2 dan C_3 adalah

$$C_2 = \frac{1}{L_P} \times \left(\frac{1}{2\pi f_1} \right)^2 \quad (2.83)$$

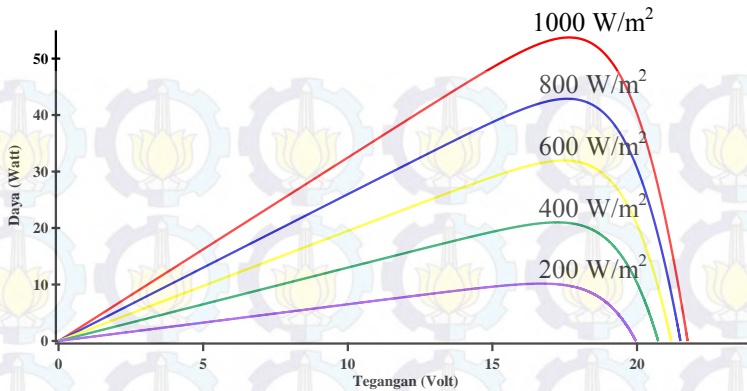
$$C_3 = \frac{1}{L_S} \times \left(\frac{1}{2\pi f_2} \right)^2 \quad (2.84)$$

2.3 Fotovoltaik

Fotovoltaik atau sel surya adalah alat yang dapat mengonversi cahaya matahari menjadi energi listrik. Alat ini termasuk pembangkit listrik energi terbarukan dan ramah lingkungan karena dalam operasinya tidak menimbulkan polusi udara maupun suara. Dalam praktiknya, sebuah fotovoltaik merupakan suatu modul yang terdiri atas susunan seri dan paralel beberapa sel surya. Hal ini dikarenakan satu sel surya hanya mampu menghasilkan tegangan $\pm 0,6$ Volt.



Gambar 2.13 Kurva I-V Fotovoltaik dengan Perubahan Iradiasi



Gambar 2.14 Kurva P-V dengan Perubahan Iradiasi

Terdapat dua faktor penting yang mempengaruhi arus, tegangan dan daya *output* suatu fotovoltaik, yaitu temperatur sel dan besar iradiasi yang diserap [1]. Gambar 2.13 dan 2.14 di atas menunjukkan kurva karakteristik I-V dan P-V fotovoltaik elSOL 50 Watt pada suhu konstan 25°C dengan perubahan iradiasi. Dari gambar tersebut dapat diketahui bahwa semakin besar intensitas cahaya yang diserap oleh fotovoltaik, semakin besar pula arus dan daya *output* fotovoltaik.



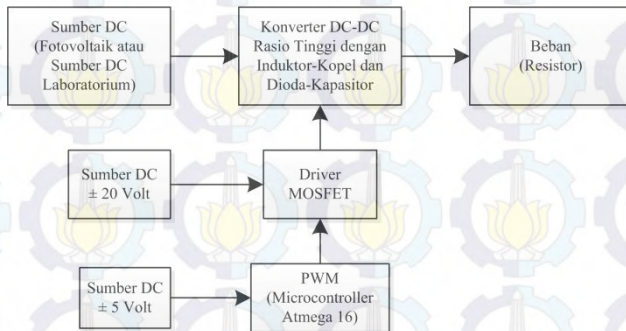
BAB 3

DESAIN, SIMULASI DAN IMPLEMENTASI KONVERTER

Pada bab ini akan dibahas mengenai proses desain, simulasi dan implementasi konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor untuk aplikasi fotovoltaik. Proses desain dilakukan dengan menghitung dan menentukan komponen-komponen yang akan digunakan pada implementasi alat. Simulasi dilakukan untuk memastikan bahwa konverter dapat bekerja sesuai yang diharapkan. Hasil dari desain dan simulasi ini kemudian digunakan sebagai dasar implementasi *prototype* konverter.

3.1 Diagram Blok Sistem Secara Keseluruhan

Gambar 3.1 di bawah menunjukkan diagram blok sistem konverter secara keseluruhan yang meliputi sumber DC, konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor, beban, *driver* MOSFET dan PWM.



Gambar 3.1 Diagram Blok Sistem Konverter

Seperti yang terlihat pada diagram blok di atas, sumber DC merupakan fotovoltaik. Namun karena tegangan dan daya *output* fotovoltaik dipengaruhi oleh intensitas cahaya yang diserapnya, maka dalam pengujian digunakan sumber DC variabel yang terdapat di laboratorium. Tegangan *output* ditentukan sebesar 380 Volt yang merupakan tegangan untuk aplikasi *grid-connected micro inverter* agar dapat dikonversi menjadi tegangan AC 220 V_{rms}. Sinyal PWM sebagai

trigger MOSFET dihasilkan dengan menggunakan mikrokontroler ATmega16. Karena MOSFET baru akan aktif jika mendapat sinyal PWM dengan amplitudo ± 20 V sedangkan amplitudo sinyal *output* PWM dari mikrokontroler ATmega16 adalah ± 5 V, maka digunakan *driver* MOSFET yang dapat memperbesar amplitudo sinyal PWM *output* menjadi ± 20 V sehingga sesuai sebagai *trigger* MOSFET.

3.2 PV Module sebagai Input Konverter

Konverter didesain sehingga dapat diaplikasikan pada sistem fotovoltaik. Oleh karena itu, perlu dipertimbangkan spesifikasi modul yang akan digunakan. Dalam hal ini, modul fotovoltaik yang digunakan adalah eSOL Solar Power 50 Watt yang terdapat di laboratorium. Gambar 3.2 di bawah ini menunjukkan *nameplate* dari modul fotovoltaik yang akan digunakan.



Gambar 3.2 Nameplate Modul PV eSOL Solar Power 50 Watt

Dari gambar di atas, dapat diketahui bahwa modul dapat menghasilkan daya maksimum 50 Watt pada tegangan nominal 17,24 V dan arus 2,91 A. Sedangkan besar tegangan *open circuit* dan arus *short circuit* modul adalah 21,75 V dan 3,25 A.

3.3 Desain Konverter DC-DC Rasio Tinggi dengan Induktor-Kopel dan Dioda-Kapasitor

Desain konverter dilakukan untuk menentukan parameter rangkaian dengan memperhitungkan peralatan yang terdapat di laboratorium dan komponen yang tersedia di pasaran, sehingga mempermudah proses implementasi *prototype* konverter. Tabel 3.1 di bawah ini menunjukkan parameter awal yang digunakan sebagai acuan dalam proses desain konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor.

Tabel 3.1 Spesifikasi Awal Desain Konverter

Parameter	Nilai
P_O	50 Watt
V_O	380 Volt
$V_{in} (min)$	14 Volt
$V_{in} (max)$	23 Volt
N	1
Frekuensi Pensakelaran (f)	62,5 kHz
Ripple V_O (ΔV_O)	1%

Tegangan *input* minimal konverter ditentukan sebesar 14 Volt dengan pertimbangan agar konverter tidak bekerja pada *duty cycle* yang terlalu tinggi untuk mencapai tegangan *output* sesuai spesifikasi awal. Tegangan *input* maksimal konverter sebesar 23 Volt ditentukan berdasarkan tegangan *open circuit* PV modul 50 Watt yang besarnya ± 22 Volt. Parameter N menunjukkan nilai perbandingan belitan sekunder dan primer induktor kopel. Nilai N ditentukan 1, artinya jumlah belitan dan nilai induktansi induktor-kopel primer dan sekunder sama.

3.2.1 Penentuan Rasio Konversi dan *Duty Cycle*

Berdasarkan hasil analisis kondisi tunak pada bab 2, besar rasio konversi (M) dan *duty cycle* (D) yang dibutuhkan konverter untuk menaikkan tegangan *input* menjadi 380 Volt dapat ditentukan menggunakan persamaan (2.48).

Pada saat tegangan *input* minimum ($V_{in} = 14$ V), besar rasio konversi dan *duty cycle* konverter adalah sebagai berikut:

$$M = \frac{380}{14} = 27,14$$

$$D = 1 - \sqrt{\frac{2+1}{27,14}} = 0,66755$$

Pada saat tegangan *input* maksimum ($V_{in} = 23 \text{ V}$), besar rasio konversi dan *duty cycle* konverter adalah

$$M = \frac{380}{23} = 16,52$$

$$D = 1 - \sqrt{\frac{2+1}{16,52}} = 0,57388$$

Dari perhitungan di atas dapat diketahui bahwa pada rentang tegangan *input* 14-23 V, tegangan *output* 380 V dan perbandingan belitan induktor-kopel sama dengan 1, konverter bekerja pada *duty cycle* antara 0,57388 hingga 0,66755 dengan *gain* tegangan 16,52 hingga 27,14 kali.

3.2.2 Penentuan Besar Beban

Sesuai dengan Tabel 3.1, konverter didesain untuk bekerja pada daya *output* maksimum sebesar 50 Watt dengan tegangan *output* 380 V. Berdasarkan persamaan (2.50), besar beban R adalah sebagai berikut:

$$R = \frac{380^2}{50} = 2888 \Omega$$

3.2.3 Penentuan Nilai Induktor

Konverter didesain untuk beroperasi secara C-CCM (*Continuous-Conduction Mode*) atau arus induktor *input* L_I dan induktor magnetisasi induktor-kopel L_m selalu lebih dari nol (kontinu). Sehingga perlu diketahui nilai induktor minimal agar arus yang mengalir pada induktor L_I dan L_m kontinu. Berdasarkan persamaan (2.59) nilai induktor L_I minimal adalah

$$L_{1,min} = \frac{0,57388 \times (1 - 0,57388)^4 \times 2888}{2 \times (2+1)^2 \times 62500} = 48,57 \mu\text{H}$$

Dan berdasarkan persamaan (2.70) nilai induktor L_m minimal adalah

$$L_{m_min} = \frac{0,57388 \times (1 - 0,57388)^2 \times 2888}{2 \times (2+1)^2 \times 62500} = 267,5 \mu\text{H}$$

Nilai induktor untuk implementasi dihitung menggunakan persamaan (2.55) dan (2.66) dengan *ripple* arus maksimum ditentukan sebesar 30% dari arus yang mengalir. Sesuai dengan persamaan (2.52) dan (2.63) besar arus I_{L1} dan I_{Lm} adalah

$$I_{L1} = \frac{(2+1)^2 \times 23}{2888 \times (1 - 0,57388)^4} = 2,17 \text{ A}$$

$$I_{Lm} = \frac{(2+1)^2 \times 23}{2888 \times (1 - 0,57388)^3} = 0,93 \text{ A}$$

Nilai *ripple* arus induktor L_1 , ΔI_{L1} adalah $30\% \times 2,17 = 0,65 \text{ A}$.
Nilai *ripple* arus induktor L_m , ΔI_{Lm} adalah $30\% \times 0,93 = 0,28 \text{ A}$.
Sehingga, nilai induktor *input* L_1 dan induktor magnetisasi L_m adalah

$$L_1 = \frac{0,57388 \times 23}{0,65 \times 62500} = 323,8 \mu\text{H}$$

$$L_m = \frac{0,57388 \times 23}{(1 - 0,57388) \times 0,28 \times 62500} = 1,78 \text{ mH}$$

Penentuan nilai induktor dilakukan saat V_{in} maksimum. Hal ini dilakukan agar ΔI_{L1} dan ΔI_{Lm} tidak melebihi spesifikasi ($30\% \times I_L$) saat konverter bekerja pada V_{in} minimum. Selain itu, dari perhitungan di atas diketahui bahwa nilai L_1 dan L_m lebih besar dari nilai L_{1_min} dan L_{m_min} sehingga secara teoritis arus yang mengalir pada induktor L_1 dan L_m akan kontinu. Untuk mempermudah implementasi, nilai induktor L_1 dan L_m dibuat menjadi 330 μH dan 1,8 mH.

3.2.4 Penentuan Nilai Kapasitor

Nilai kapasitor *output* C_O dan kapasitor penyimpan energi C_I dihitung menggunakan persamaan (2.75) dan (2.80). Dimana *ripple* tegangan ditentukan sebesar 1% dari tegangan masing-masing kapasitor. Namun, untuk menghitung kapasitor C_I harus diketahui nilai V_{CI} terlebih dahulu. Berdasarkan persamaan (2.37) besar tegangan V_{CI} adalah

$$V_{C1} = \frac{14}{1-0,66755} = 42,11 \text{ V}$$

Sehingga, nilai kapasitor C_O dan C_I adalah

$$C_O = \frac{0,66755}{2888 \times 0,01 \times 62500} = 0,37 \mu\text{F}$$

$$C_1 = \frac{0,66755 \times (2+1) \times 380}{2888 \times (1-0,66755) \times (1\% \times 42,11) \times 62500} = 30,11 \mu\text{F}$$

Nilai kapasitor *clamping* C_2 dan kapasitor peningkat tegangan C_3 dapat ditentukan menggunakan persamaan (2.83) dan (2.84) dengan memasukkan nilai induktor yang telah dihitung sebelumnya, yaitu $L_m = L_P = L_S = 1,78 \text{ mH}$ dan $f_1 = f_2 = 2500 \text{ Hz}$ atau 25 kali lebih kecil dari frekuensi *switching*, sesuai dengan referensi [3].

$$C_2 = \frac{1}{1,78 \times 10^{-3}} \times \left(\frac{1}{2\pi \times 2500} \right)^2 = 2,27 \mu\text{F}$$

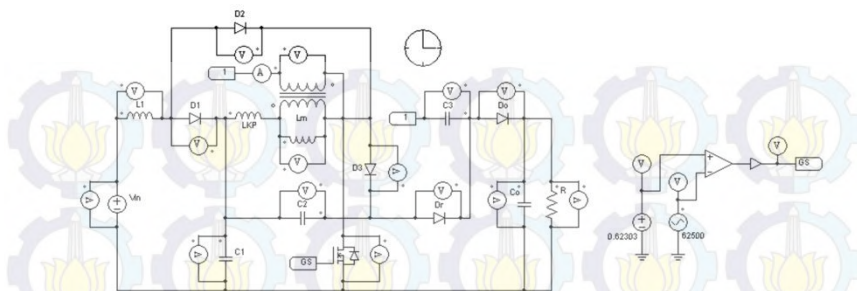
$$C_3 = \frac{1}{1,78 \times 10^{-3}} \times \left(\frac{1}{2\pi \times 2500} \right)^2 = 2,27 \mu\text{F}$$

Karena nilai kapasitor sesuai perhitungan tidak tersedia di pasaran, maka untuk simulasi dan mempermudah proses implementasi digunakan kapasitor yang tersedia di pasaran dan dipilih yang memiliki nilai sedikit lebih besar dibanding hasil perhitungan. Sehingga, nilai kapasitor penyimpan energi C_I , kapasitor *clamping* C_2 , kapasitor peningkat tegangan C_3 , dan kapasitor *output* C_O masing masing adalah 33 μF , 3,3 μF , 3,3 μF , 1 μF .

3.4 Simulasi

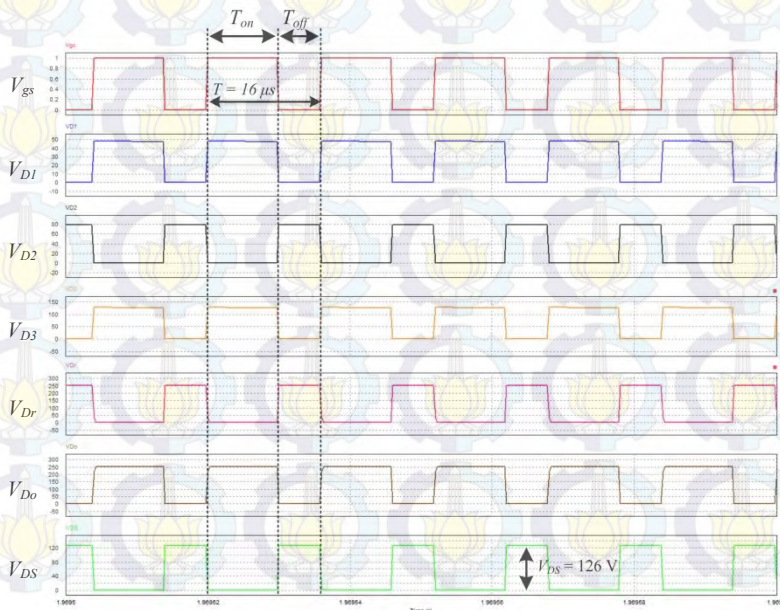
Simulasi dilakukan menggunakan *software* PSIM dengan memasukkan nilai dari parameter-parameter yang telah dihitung sebelumnya. Untuk nilai induktansi bocor L_{KP} dimasukkan sebesar 5 μH yang diperoleh dari pengukuran hasil implementasi induktor-kopel menggunakan LCR meter.

Simulasi dilakukan dalam kondisi *steady state*. Hal ini dilakukan untuk memastikan bahwa konverter dapat bekerja sesuai dengan desain yang telah dilakukan. Gambar 3.3 di bawah menunjukkan rangkaian simulasi konverter pada kondisi *steady state*.



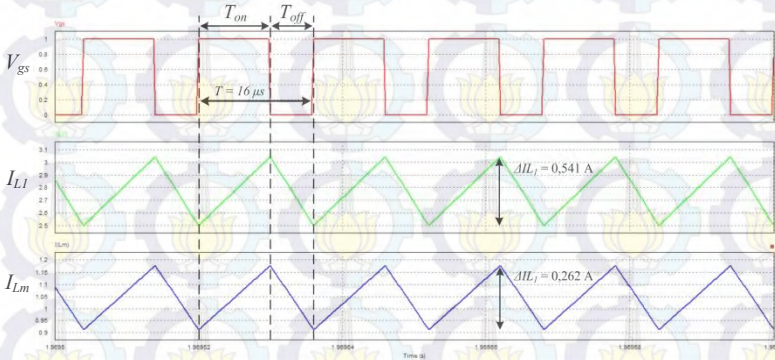
Gambar 3.3 Simulasi *Steady State* Konverter

Pada simulasi ini, tegangan *input* yang digunakan yaitu sumber DC konstan sebesar 18 V dengan daya 50 Watt dan tegangan *output* 380 V. Gambar 3.3 di bawah menunjukkan proses *switching* yang terjadi pada dioda dan MOSFET. Dimana V_{GS} adalah tegangan *gate-source* MOSFET atau sinyal *output* dari PWM dan V_{DS} adalah tegangan *drain-source* MOSFET.



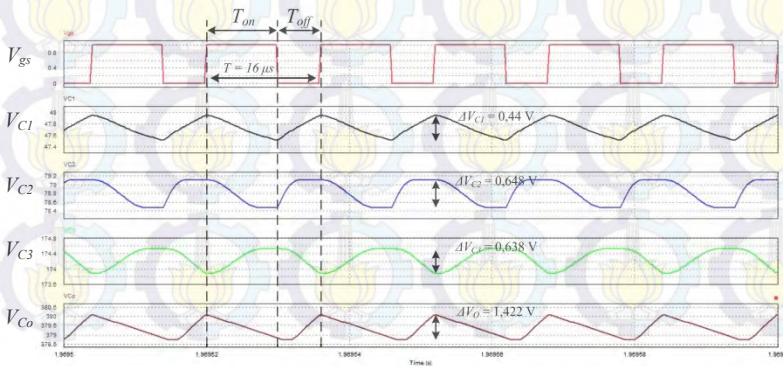
Gambar 3.4 Proses *Switching* Dioda dan MOSFET

Dari gambar di atas dapat diketahui bahwa dioda D_1 , D_3 dan D_O terbuka pada saat MOSFET konduksi (T_{on}) dan tertutup pada saat MOSFET terbuka (T_{off}). Sedangkan dioda D_2 dan D_r terbuka dan tertutup bersamaan dengan MOSFET. Selain itu, nilai stres tegangan (V_{DS}) MOSFET jauh lebih kecil dari tegangan *output* konverter.



Gambar 3.5 Gelombang Arus Induktor L_1 dan L_m

Gambar 3.5 menunjukkan bentuk gelombang arus induktor L_1 dan L_m . Besar arus rata-rata dan *ripple* arus induktor L_1 adalah 2,77 A dan 0,541 A. Sedangkan besar arus rata-rata dan *ripple* arus induktor L_m adalah 1,05 A dan 0,262 A. Saat sakelar konduksi (T_{on}), induktor mengalami *charging* dan saat sakelar terbuka (T_{off}), induktor mengalami *discharging*.



Gambar 3.6 Gelombang Tegangan Kapasitor

Kapasitor C_1 , C_2 dan C_O mengalami *charging* saat sakelar terbuka dan mengalami *discharging* pada saat sakelar tertutup. Sedangkan kapasitor C_3 sebaliknya. Hal ini sesuai dengan hasil simulasi yang ditunjukkan oleh Gambar 3.6 di atas. Dari gambar tersebut, besar tegangan rata-rata pada kapasitor C_1 , C_2 , C_3 dan C_O masing-masing adalah 47,95 V, 77,51 V, 174,27 V dan 379,37 V. Terdapat sedikit perbedaan antara nilai tegangan kapasitor hasil simulasi dengan perhitungan yang nilainya $V_{C1} = 47,75$ V, $V_{C2} = 78,92$ V, $V_{C3} = 174,42$ V dan $V_{CO} = 380$ V. Perbedaan nilai ini terjadi karena adanya perbedaan ketelitian antara simulasi dengan perhitungan.

Berdasarkan analisis grafis pada Gambar 3.4, 3.5, dan 3.6, diketahui bahwa proses *switching* pada sakelar (MOSFET dan dioda), *clamping* pada MOSFET, *charging* dan *discharging* energi pada induktor dan kapasitor, nilai arus induktor dan tegangan kapasitor sudah sesuai dengan penjelasan pada bab 2 dan desain yang diinginkan.

3.5 Implementasi

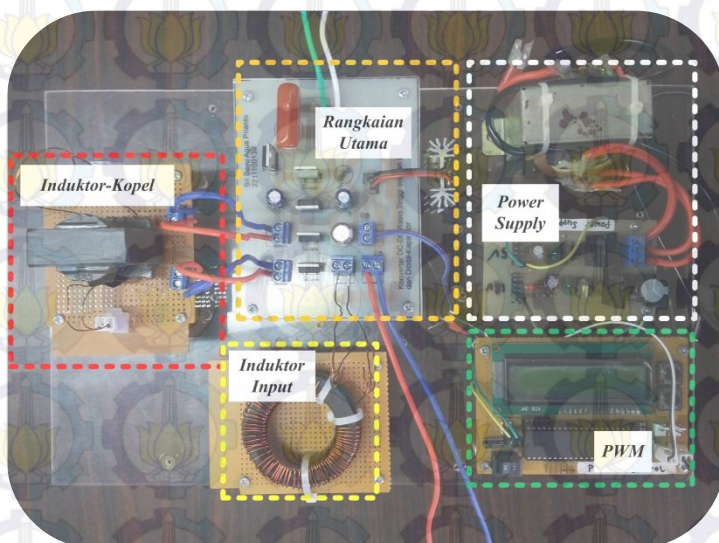
Implementasi dilakukan untuk mengetahui kinerja dari konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda kapasitor berdasarkan desain dan simulasi yang telah dilakukan. Proses implementasi terbagi dalam beberapa tahap. Tahap yang pertama yaitu pembuatan PWM dan *driver*-nya. Tahap yang kedua yaitu pembuatan rangkaian utama konverter. Selanjutnya, setelah implementasi alat selesai, dilakukan pengujian dan pengambilan data untuk dianalisis.

Tabel 3.2 Spesifikasi Komponen Rangkaian Konverter

Komponen	Nilai
Induktor L_I	330 μ H
Induktor-Kopel L_P & L_S	1,8 mH
Kapasitor C_1	33 μ F/100 V
Kapasitor C_2	3,3 μ F/160 V
Kapasitor C_3	3,3 μ F/250 V
Kapasitor C_O	1 μ F/630 V
Dioda	MUR1560
MOSFET	IRFP460

PWM dibuat menggunakan mikrokontroler ATmega16 dengan menggunakan kristal 16 MHz sehingga didapatkan frekuensi sebesar 62,5 kHz. Dioda yang digunakan yaitu MUR1560 yang memiliki

kemampuan *blocking voltage* hingga 600 V. MOSFET yang digunakan adalah IRFP460 dengan kemampuan menghantarkan arus mencapai 20 A dan tegangan *drain-source* sebesar 500 Volt. Besar induktor *input* L_1 adalah 330 μH . Sedangkan besar induktor kopel L_p adalah 1,8 μH . Karena perbandingan belitan induktor-kopel (N) yang digunakan adalah 1, maka nilai induktor L_s juga 1,8 mH. Secara ringkas, komponen yang digunakan pada implementasi dapat dilihat pada Tabel 3.2.



Gambar 3.7 Implementasi Alat

Gambar 3.7 di atas menunjukkan konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor hasil implementasi. Dari gambar tersebut dapat diketahui bahwa konverter terbagi menjadi 5 bagian. Bagian yang pertama yaitu induktor-kopel. Bagian yang kedua adalah rangkaian utama konverter. Bagian ketiga adalah *power supply* yang digunakan untuk menyuplai mikrokontroler dan *driver* MOSFET. Bagian yang keempat yaitu induktor *input* L_1 dan yang terakhir adalah pembangkit sinyal PWM termasuk mikrokontroler ATmega16, LCD dan *driver* MOSFET.

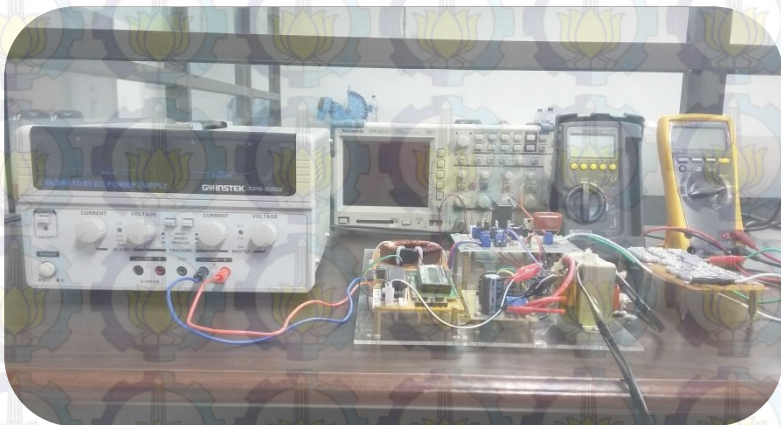
BAB 4

PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA

Pada bab ini akan dibahas mengenai pengujian dan analisis data hasil desain dan implementasi konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor. Pengujian yang dilakukan diantaranya adalah pengujian sinyal PWM dan pensakelaran, pengujian arus induktor dan tegangan kapasitor, pengujian rasio konversi, efisiensi, tegangan *output* konstan dan pengujian menggunakan modul fotovoltaik sebagai sumber tegangan *input* konverter.

4.1 Pengujian Sinyal PWM dan Pensakelaran

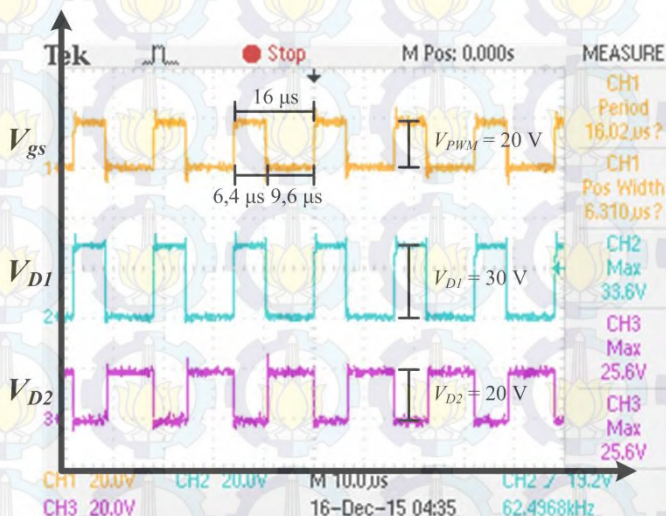
Pengujian sinyal PWM dan pensakelaran dilakukan untuk mengetahui apakah bentuk gelombang *output* PWM dan proses pensakelaran pada dioda dan MOSFET sudah bekerja sebagaimana mestinya. Pengujian dilakukan menggunakan osiloskop dengan memberikan tegangan *input* $V_{in} = 18 \text{ V}$ dan *duty cycle* $D = 40\%$. Sebagaimana yang tertera pada Tabel 3.1, frekuensi *switching* yang digunakan adalah 62,5 kHz, sehingga besar periode gelombang PWM dan pensakelaran konverter adalah 16 μs .



Gambar 4.1 Set Peralatan Pengujian

Gambar 4.1 di atas menunjukkan set peralatan yang digunakan untuk melakukan pengujian dan pengambilan data. Set peralatan ini

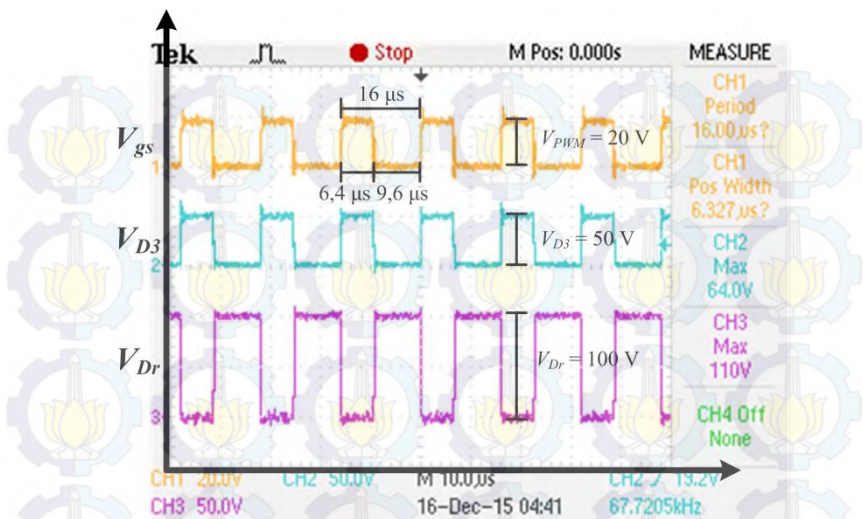
terdiri dari sumber DC variabel, osiloskop dan multimeter. Sedangkan Gambar 4.2 hingga Gambar 4.4 di bawah menunjukkan data hasil pengujian bentuk gelombang *output* PWM dan proses pensakelaran pada dioda serta MOSFET konverter.



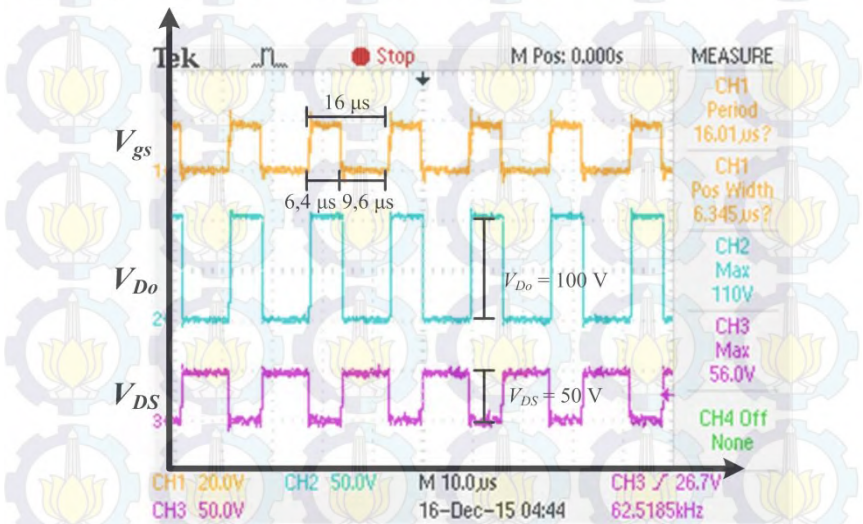
Gambar 4.2 Gelombang Pensakelaran pada Dioda D_1 dan D_2 saat *Duty Cycle* 40%

Dari gambar di atas, dapat diketahui bahwa dioda D_1 dan D_2 sudah bekerja sebagaimana mestinya, yaitu sesuai dengan mode operasi konverter dan hasil simulasi. Saat sakelar utama *ON* (MOSFET konduksi) atau V_{gs} dalam kondisi *high* ($V_{gs} = 20$ V). Dioda D_1 *reverse bias* sedangkan dioda D_2 konduksi. Saat sakelar utama *OFF* (MOSFET terbuka) atau V_{gs} dalam kondisi *low* ($V_{gs} = 0$ V), proses yang sebaliknya terjadi. Dioda D_1 konduksi dan dioda D_2 *reverse bias*.

Gambar 4.3 menunjukkan proses pensakelaran yang terjadi pada dioda D_3 dan D_r . Saat sakelar utama konduksi, dioda D_3 *reverse bias* sedangkan dioda D_r konduksi. Saat sakelar utama terbuka, dioda D_3 konduksi dan dioda D_r *reverse bias*. Hal yang sama juga ditunjukkan oleh Gambar 4.4. Dari gambar tersebut dapat diketahui saat PWM *high* ($V_{gs} = 20$ V), MOSFET konduksi dan dioda D_o *reverse bias*. Sedangkan saat PWM *low* ($V_{gs} = 0$ V), MOSFET terbuka dan dioda D_o konduksi.



Gambar 4.3 Gelombang Pensakelaran pada Dioda D_3 dan D_r saat *Duty Cycle* 40%

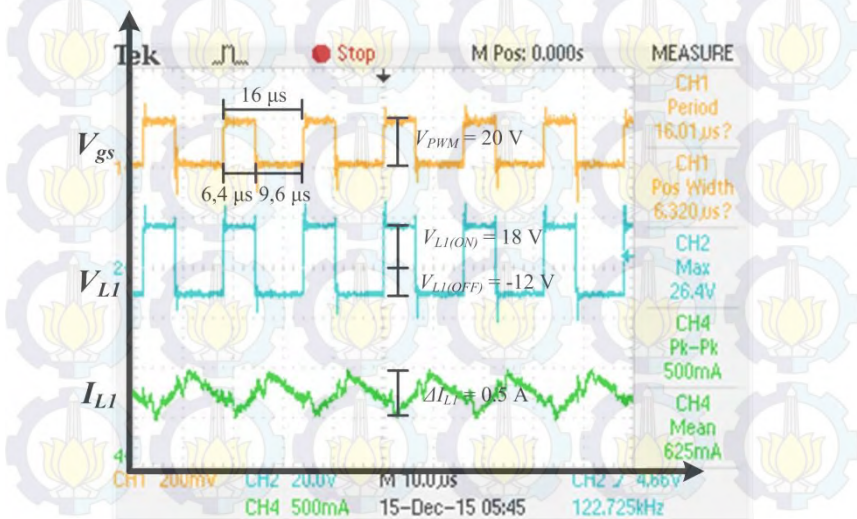


Gambar 4.4 Gelombang Pensakelaran pada Dioda *Output* D_O dan V_{DS} MOSFET saat *Duty Cycle* 40%

Besar *duty cycle* yang digunakan untuk pengujian adalah 40 % , sehingga dihasilkan tegangan *output* V_O sebesar 150 V. Dengan *duty cycle* 40%, waktu PWM ON (T_{on}) adalah 6,4 μ s dan waktu PWM OFF (T_{off}) adalah 9,6 μ s. Stres tegangan pada dioda D_1 , D_2 , D_3 , D_r dan D_O masing-masing adalah 30 V, 20 V, 50 V, 100 V dan 100 V. Sedangkan stres tegangan MOSFET saat kondisi terbuka (V_{DS}) adalah 50 V. Nilai ini tiga kali lebih kecil dibandingkan dengan tegangan *output* konverter yang besarnya 150 V dan membuktikan bahwa proses *clamping* oleh rangkaian *voltage clamp* dioda-kapasitor telah bekerja dengan benar.

4.2 Pengujian Arus Induktor

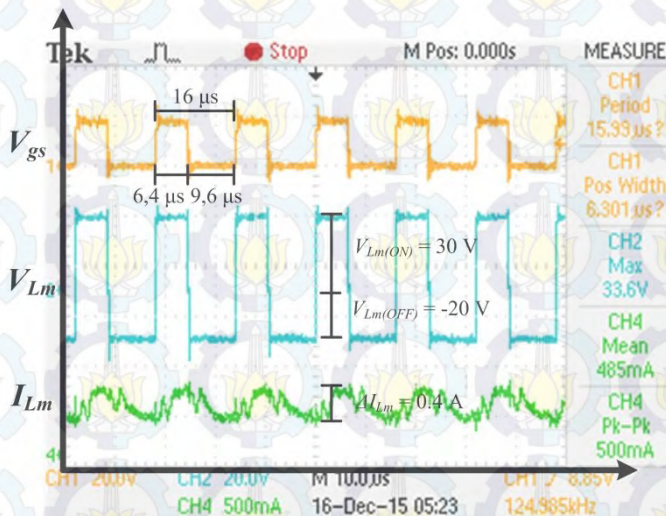
Bentuk gelombang hasil pengujian arus induktor L_I dan induktor L_m saat konverter diberikan tegangan *input* $V_{in} = 18$ V dan *duty cycle* $D = 40\%$ dapat dilihat pada Gambar 4.5 dan Gambar 4.6. Dari gambar tersebut dapat dianalisis bahwa saat sakelar utama konduksi, tegangan induktor L_I dan L_m bernilai positif. Induktor mengalami *charging energy* sehingga arus induktor i_{L_I} dan i_{L_m} mengalami peningkatan. Sedangkan saat sakelar utama terbuka, tegangan induktor L_I dan L_m bernilai negatif. Induktor mengalami *discharging energy* sehingga arus induktor i_{L_I} dan i_{L_m} mengalami penurunan. Selain itu, nilai arus induktor i_{L_I} dan i_{L_m} selalu



Gambar 4.5 Gelombang Tegangan dan Arus Induktor L_I

lebih dari nol. Hal ini membuktikan bahwa konverter beroperasi secara C-CCM (*Continuous-Continuous Conduction Mode*), sesuai dengan desain dan simulasi yang telah dibahas pada bab 3.

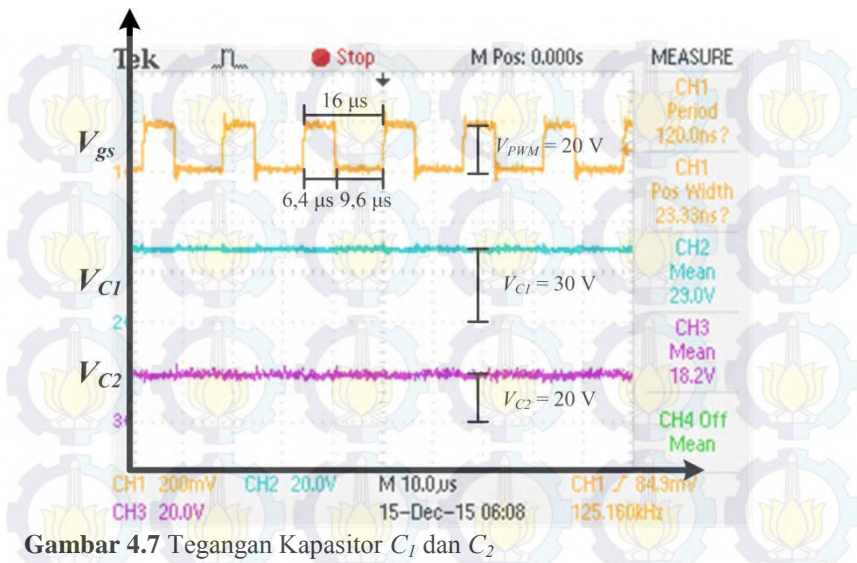
Besar *ripple* arus pada induktor L_1 dan induktor L_m hasil implementasi adalah 0,5 A dan 0,4 A. Nilai ini lebih besar jika dibandingkan dengan nilai perhitungan dan hasil simulasi yang besarnya 0,35 A dan 0,11 A. Perbedaan ini disebabkan karena pada perhitungan dan simulasi, diasumsikan bahwa semua komponen ideal. Sedangkan pada implementasi, komponen yang digunakan tidak ideal. Faktor ketidakidealan inilah yang menyebabkan *ripple* arus induktor hasil implementasi menjadi lebih besar dibanding nilai perhitungan. Pengujian arus induktor ini dilakukan dengan menggunakan beban resistor sebesar 2888 Ω .



Gambar 4.6 Gelombang Tegangan dan Arus Induktor L_m

4.3 Pengujian Tegangan Kapasitor

Pengujian kapasitor dilakukan untuk mengetahui apakah besar tegangan pada masing-masing kapasitor sudah sesuai dengan desain dan simulasi. Pengujian ini juga dilakukan pada tegangan *input* $V_{in} = 18$ V dan *duty cycle* $D = 40\%$. Gambar 4.7 dan 4.8 di bawah menunjukkan hasil pengujian tegangan kapasitor menggunakan osiloskop.

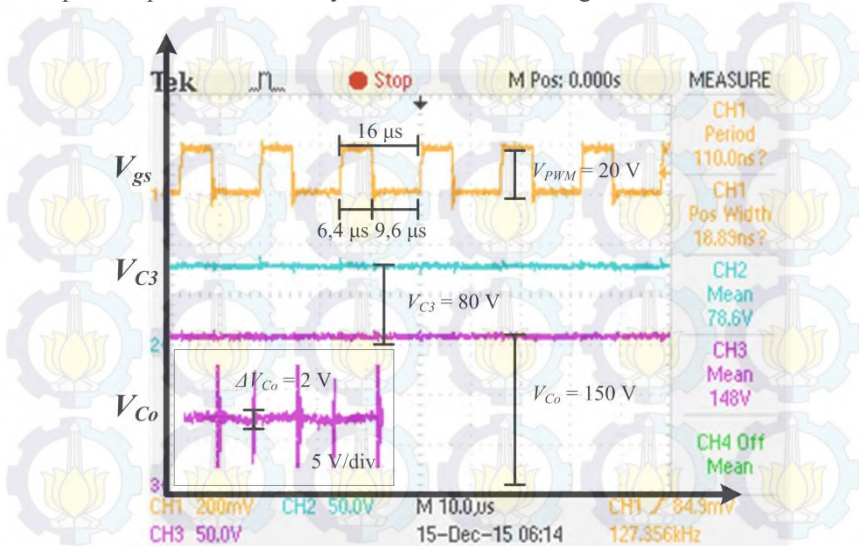


Gambar 4.7 Tegangan Kapasitor C_1 dan C_2

Sesuai dengan gambar di atas, besar tegangan kapasitor C_1 dan C_2 hasil implementasi adalah $V_{C1} = 30$ V dan $V_{C2} = 20$ V. Tegangan ini konstan selama satu periode pensakelaran. Sedangkan besar tegangan kapasitor C_3 dan C_o , dapat dilihat pada Gambar 4.8, adalah $V_{C3} = 80$ V dan $V_{C_o} = 150$ V. Tegangan ini juga konstan selama satu periode pensakelaran. Sehingga, berdasarkan analisis grafis pada Gambar 4.7 dan Gambar 4.8, besar tegangan pada semua kapasitor implementasi sudah sesuai dengan perhitungan dan hasil simulasi. Dimana besar tegangan masing-masing kapasitor hasil perhitungan dan simulasi adalah $V_{C1} = 30$ V, $V_{C2} = 20$ V, $V_{C3} = 80$ V dan $V_{C_o} = 150$ V.

Besar *ripple* tegangan kapasitor C_o hasil implementasi adalah $\Delta V_{C_o} = 2$ V. Sedangkan besar *ripple* tegangan hasil simulasi adalah 0,41 V. Terdapat perbedaan nilai diantara keduanya. Perbedaan ini terjadi karena adanya efek parasit komponen pada kapasitor implementasi. Sedangkan pada simulasi, kapasitor yang digunakan ideal. Efek parasit komponen dapat dijelaskan menggunakan konsep *equivalent series resistance* (ESR) yaitu kapasitor memiliki resistansi dalam yang dimodelkan tersusun seri dengan nilai kapasitansinya.

Resistansi dalam inilah yang menyebabkan *ripple* tegangan kapasitor C_o pada implementasi nilainya lebih besar dibandingkan hasil simulasi.



Gambar 4.8 Tegangan Kapasitor C_3 , C_o dan ΔV_{Co}

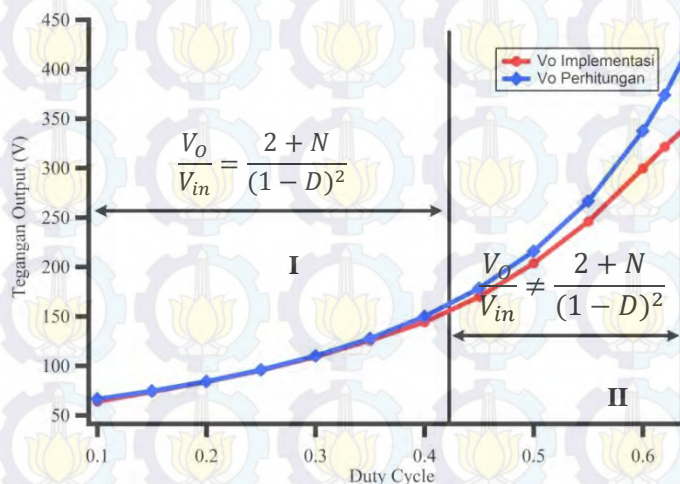
4.4 Pengujian Rasio Konversi

Pengujian rasio konversi dilakukan untuk mengetahui kemampuan konverter dalam menaikkan tegangan *input* ke level tegangan yang lebih tinggi seiring dengan peningkatan *duty cycle*. Rasio konversi atau *gain* tegangan konverter didefinisikan sebagai perbandingan antara tegangan *output* dengan tegangan *input* konverter. Semakin besar rasio konversi suatu konverter, maka semakin tinggi tegangan *output* yang dapat dihasilkan oleh konverter tersebut.

Pengujian rasio konversi dilakukan dengan memberikan tegangan *input* tetap sebesar $V_{in} = 18 V$ dan *duty cycle* dinaikkan secara bertahap. Beban yang digunakan adalah resistor (R) dengan resistansi sebesar 2888Ω . Gambar 4.9 di bawah menunjukkan grafik hasil pengujian rasio konversi konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor. Pada gambar tersebut juga disajikan grafik rasio konversi konverter berdasarkan perhitungan sebagai pembanding.

Berdasarkan gambar tersebut, grafik terbagi menjadi dua bagian, yaitu bagian I dan II. Bagian I menunjukkan rasio konversi pada rentang

duty cycle 0,1 hingga 0,42. Sedangkan bagian II menunjukkan rasio konversi pada rentang *duty cycle* 0,42 hingga 0,64.



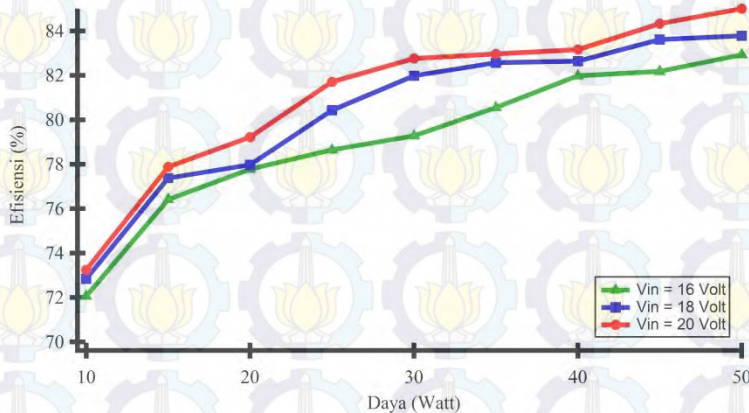
Gambar 4.9 Grafik Tegangan *Output* vs *Duty Cycle* Konverter

Pada rentang *duty cycle* 0,1 hingga 0,42 dapat diketahui bahwa tegangan *output* hasil implementasi memiliki nilai yang mendekati nilai perhitungan. Artinya, pada rentang *duty cycle* ini konverter bekerja berdasarkan persamaan (2.48). Sedangkan pada rentang *duty cycle* 0,42 hingga 0,64 terdapat perbedaan yang cukup besar antara tegangan *output* perhitungan dengan hasil pengujian. Perbedaan ini disebabkan karena faktor ketidakidealan pada komponen yang digunakan untuk implementasi. Semakin besar *duty cycle*, semakin besar arus yang mengalir pada tiap-tiap komponen, semakin besar pula drop tegangan sehingga eror rasio konversi konverter juga semakin besar. Pada rentang *duty cycle* ini tidak berlaku persamaan (2.48).

4.5 Pengujian Efisiensi

Pengujian efisiensi dilakukan untuk mengetahui efisiensi konverter pada daya *output* yang berbeda. Pada kondisi ideal, efisiensi konverter mencapai 100%, namun dalam praktiknya efisiensi tidak dapat mencapai 100%. Hal ini dikarenakan komponen yang digunakan tidak

ideal dan disesuaikan dengan yang tersedia di pasaran sehingga terdapat rugi-rugi pada tiap komponen.



Gambar 4.10 Grafik Efisiensi Konverter pada Tegangan *Input* 16 V, 18 V dan 20 V

Pengujian efisiensi dilakukan dengan menjaga tegangan *input* dan tegangan *output* konverter konstan. Sedangkan beban diubah-ubah sehingga dihasilkan daya *output* yang berbeda. Pengujian juga dilakukan pada tiga nilai tegangan *input* yang berbeda, yaitu 16 V, 18 V dan 20 V. Hal ini dilakukan untuk mengetahui efisiensi konverter pada nilai tegangan *input* yang berbeda.

Gambar 4.10 di atas merupakan grafik hasil pengujian efisiensi konverter. Dari gambar di atas, dapat diketahui bahwa efisiensi pada saat daya *output* 50 Watt dan tegangan *input* 16 V, 18 V serta 20 V bernilai lebih dari 80%. Seiring dengan penurunan daya *output* konverter, efisiensi juga semakin turun. Dari pengujian yang dilakukan, efisiensi maksimum konverter belum dapat diketahui, hal ini dikarenakan komponen yang digunakan pada implementasi disesuaikan dengan yang tersedia di pasaran atau dibuat sedikit lebih besar untuk mempermudah pembuatan. Selain itu, MOSFET yang digunakan juga masih memiliki kemampuan menghantarkan arus yang cukup untuk pengujian pada daya yang lebih besar. Namun, karena konverter di desain pada daya *output* 50 Watt, sehingga pengujian hanya dilakukan sampai daya *output* 50 Watt.

4.6 Pengujian Tegangan *Output* Konstan

Pengujian tegangan *output* konstan dilakukan untuk mengetahui besar tegangan *input* minimal yang mampu dinaikkan konverter menjadi 150 V. Pengujian dilakukan dengan menurunkan level tegangan *input* secara bertahap dan menaikkan *duty cycle* konverter sehingga didapatkan tegangan *output* $V_O = 150$ V.

Tabel 4.1 Hasil Pengujian V_O Konstan 150 Volt

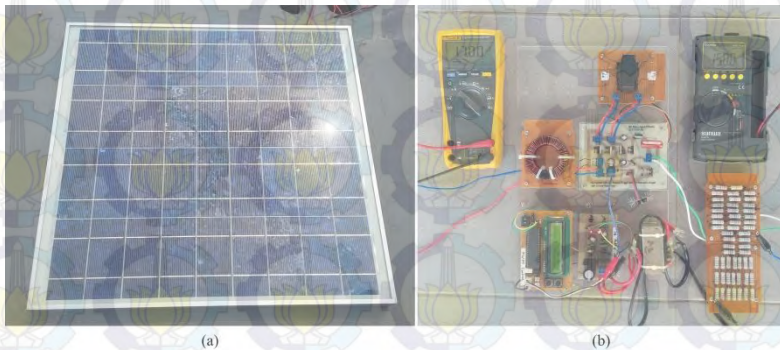
V_{in} (Volt)	<i>Duty Cycle</i> (%)	V_O (Volt)
23	33,4	150,9
22	34,9	151,4
21	36,5	150,5
20	37,7	149,1
19	39,7	149,7
18	41,6	149,9
17	43,6	150,3
16	45,6	150,7
15	47,5	151,2
14	49,0	150,1
13	51,4	150,7
12	53,7	150,8
11	56,0	151,7
10	58,3	149,1
9	61,5	150,4
8	64,6	151,0
7	68,9	150,3

Tabel di atas menunjukkan data hasil pengujian tegangan *output* konstan yang telah dilakukan. Dari tabel tersebut, tegangan *input* minimal yang dapat dinaikkan konverter menjadi 150 V adalah 7 V. Saat tegangan *input* kurang dari 7 V, konverter sudah tidak mampu menaikkan tegangan *input* menjadi 150 V. Bahkan, meski *duty cycle* terus dinaikkan tegangan *output* yang dihasilkan kurang dari 150 V.

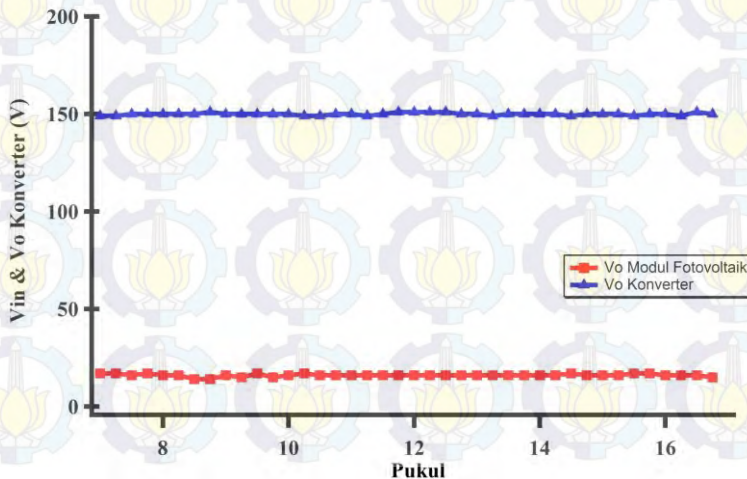
4.7 Pengujian Menggunakan Modul Fotovoltaik

Pengujian menggunakan modul fotovoltaik dilakukan untuk mengetahui bahwa tegangan *output* konverter dapat dijaga konstan saat sumber tegangan *input* yang digunakan berupa modul fotovoltaik.

Sebagaimana yang telah dibahas pada bab 3, modul fotovoltaiik yang digunakan adalah elSOL Solar Power 50 Watt. Pengujian dilakukan dari pagi hingga sore dengan frekuensi pengambilan data setiap 15 menit. Beban yang digunakan adalah resistor sebesar $2888\ \Omega$ sehingga daya yang dihasilkan $\pm 7,79$ Watt. Gambar 4.11 di bawah menunjukkan set pengujian menggunakan modul fotovoltaiik. Sedangkan Gambar 4.12 menunjukkan grafik hasil pengujian yang telah dilakukan.



Gambar 4.11 Set Pengujian Menggunakan Modul Fotovoltaiik; (a) Modul elSOL 50 Watt; dan (b) Konverter DC-DC Rasio Tinggi



Gambar 4.12 Grafik Hasil Pengujian Menggunakan Modul Fotovoltaiik

Dari grafik di atas, dapat diketahui bahwa saat konverter diaplikasikan pada modul fotovoltaik, tegangan *output* konverter dapat dijaga konstan pada tegangan 150 V dengan mengubah *duty cycle*. Data yang ditampilkan adalah data hasil pengujian antara pukul 07.00 hingga 16.45. Hal ini dikarenakan, saat sebelum pukul 07.00 dan sesudah pukul 16.45, daya yang dikeluarkan modul fotovoltaik terlalu kecil sehingga tegangan *output* konverter tidak dapat mencapai 150 V.

BAB 5

PENUTUP

Dalam bab ini akan disampaikan beberapa kesimpulan dan saran untuk kelengkapan dan kelanjutan penelitian selanjutnya.

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan analisis data hasil simulasi dan pengujian implementasi alat konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor untuk aplikasi fotovoltaik, dapat disimpulkan beberapa hal sebagai berikut:

1. Konverter DC-DC rasio tinggi dengan induktor-kopel dan dioda-kapasitor pada Tugas Akhir ini memiliki rasio konversi yang tinggi. Pada implementasi alat didapatkan rasio konversi hingga 18,99 kali.
2. Konverter mengikuti persamaan rasio konversi saat *duty cycle* kurang dari 42%. Ketika *duty cycle* lebih dari 42% terjadi eror konversi yang besar.
3. Konverter memiliki efisiensi hingga 83% saat daya 50 Watt dan mengalami penurunan seiring dengan turunnya daya *output* konverter.
4. Stres tegangan pada MOSFET nilainya jauh lebih kecil dibandingkan tegangan *output* konverter.

5.2 Saran

Saran yang diberikan untuk perkembangan penelitian selanjutnya adalah:

1. Pembuatan induktor-kopel perlu diperbaiki lagi sehingga mendekati ideal dan dapat meningkatkan kinerja implementasi alat yang dibuat.
2. Menambah kontrol MPPT sehingga dapat diperoleh daya yang optimal dari fotovoltaik.
3. Memilih komponen dengan memperhitungkan nilai parasit komponen sehingga eror rasio konversi dapat diminimalkan dan efisiensi dapat ditingkatkan.



--Halaman ini sengaja dikosongkan--

LAMPIRAN

1. Tabel Hasil Pengujian Konverter Menggunakan Modul Fotovoltaik

Pukul	V_{in} (Volt)	D (%)	V_o (Volt)
07.00	17,80	41,2	149,6
07.15	17,40	42,0	149,9
07.30	16,91	43,2	150,7
07.45	17,29	42,4	150,3
08.00	16,38	43,9	150,4
08.15	16,62	43,6	150,4
08.30	14,07	48,6	150,1
08.45	14,74	47,1	151,1
09.00	16,92	43,1	150,8
09.15	15,26	46,3	150,6
09.30	17,17	42,8	150,3
09.45	15,84	45,1	150,6
10.00	16,14	44,7	150,6
10.15	17,81	41,2	149,7
10.30	16,87	43,1	149,9
10.45	16,92	43,1	150,0
11.00	16,62	43,9	150,8
11.15	16,65	43,6	149,5
11.30	16,63	43,6	150,4
11.45	16,56	43,9	151,5
12.00	16,73	43,9	151,7
12.15	16,55	43,9	151,0
12.30	16,54	43,9	151,0
12.45	16,63	43,6	150,2
13.00	16,58	43,9	150,9
13.15	16,60	43,6	149,8
13.30	16,41	44,3	150,2
13.45	16,79	43,6	150,0
14.00	16,61	43,9	150,9
14.15	16,88	43,1	150,8
14.30	17,21	42,4	149,6
14.45	16,83	43,2	150,0

Pukul	V_{in} (Volt)	D (%)	V_o (Volt)
15.00	16,67	43,6	150,5
15.15	16,70	43,6	150,6
15.30	17,38	42,0	149,9
15.45	17,12	42,4	150,9
16.00	16,97	42,8	150,2
16.15	16,93	42,8	149,5
16.30	16,86	43,1	151,0
16.45	15,85	45,1	150,5

2. Listing Program PWM

/******

*This program was produced by the
CodeWizardAVR V2.05.3 Standard
Automatic Program Generator*

© Copyright 1998-2011 Pavel Haiduc, HP InfoTech s.r.l.

<http://www.hpinfotech.com>

Project : Pulse Width Modulation

Version : 1

Date : 10/3/2015

Author : Sri Bayu Agus Prianto

Company :

Comments:

Chip type : ATmega16

Program type : Application

AVR Core Clock frequency : 16.000000 MHz

Memory model : Small

External RAM size : 0

Data Stack size : 256

*****/

#include <mega16.h>

#include <delay.h>

#include <stdlib.h>

#include <stdio.h>

// Alphanumeric LCD functions

#include <alcd.h>

#asm

.equ __lcd_port=0x15; PORTC

#endasm

#include <lcd.h>

// Declare your global variables here

void main(void)

{int awal;

float pwm;

unsigned char p[66], q[66];

// Declare your local variables here

// Input/Output Ports initialization

// Port A initialization

*// Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In
Func1=In Func0=In*

*// State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T
State0=T*

PORTA=0x00;

DDRA=0x00;

// Port B initialization

*// Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In
Func1=In Func0=In*

*// State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T
State0=T*

PORTB=0x00;

DDRB=0x00;

// Port C initialization

*// Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In
Func1=In Func0=In*

*// State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T
State0=T*

PORTC=0x00;

DDRC=0x00;

// Port D initialization

*// Func7=In Func6=In Func5=Out Func4=Out Func3=In Func2=In
Func1=In Func0=In*

*// State7=P State6=P State5=0 State4=0 State3=T State2=P State1=P
State0=T*

PORTD=0xC6;

DDRD=0x30;

// Timer/Counter 0 initialization

// Clock source: System Clock

// Clock value: Timer 0 Stopped

// Mode: Normal top=0xFF

// OC0 output: Disconnected

TCCR0=0x00;

TCNT0=0x00;

OCR0=0x00;

// Timer/Counter 1 initialization

// Clock source: System Clock

// Clock value: 16000.000 kHz

// Mode: Fast PWM top=0x00FF

// OC1A output: Non-Inv.

// OC1B output: Discon.

// Noise Canceler: Off

// Input Capture on Falling Edge

// Timer1 Overflow Interrupt: Off

// Input Capture Interrupt: Off

// Compare A Match Interrupt: Off

// Compare B Match Interrupt: Off

TCCR1A=0x81;

TCCR1B=0x09;

TCNT1H=0x00;

TCNT1L=0x00;

ICR1H=0x00;

ICR1L=0x00;

OCR1AH=0x00;

OCR1AL=0x00;

OCR1BH=0x00;

OCR1BL=0x00;

// Timer/Counter 2 initialization

// Clock source: System Clock

// Clock value: Timer2 Stopped

// Mode: Normal top=0xFF

// OC2 output: Disconnected

ASSR=0x00;

TCCR2=0x00;

TCNT2=0x00;

OCR2=0x00;

// External Interrupt(s) initialization

// INT0: Off

// INT1: Off

// INT2: Off

MCUCR=0x00;

MCUCSR=0x00;

// Timer(s)/Counter(s) Interrupt(s) initialization

TIMSK=0x00;

// USART initialization

// USART disabled

UCSRB=0x00;

// Analog Comparator initialization

// Analog Comparator: Off

// Analog Comparator Input Capture by Timer/Counter 1: Off

ACSR=0x80;

SFIOR=0x00;

// ADC initialization

// ADC disabled

ADCSRA=0x00;

// SPI initialization

// SPI disabled

SPCR=0x00;

// TWI initialization

// TWI disabled

TWCR=0x00;

// Alphanumeric LCD initialization

// Connections are specified in the

// Project/Configure/C Compiler/Libraries/Alphanumeric LCD menu:

// RS - PORTC Bit 0

// RD - PORTC Bit 1

// EN - PORTC Bit 2

// D4 - PORTC Bit 4

```

// D5 - PORTC Bit 5
// D6 - PORTC Bit 6
// D7 - PORTC Bit 7
// Characters/line: 16
lcd_init(16);
awal = 128;
pwm = 0;
while (1)
{
    OCRA1A=awal;
    if(PIND.7==0){a=a+1.98;};delay_ms(100);
    if(PIND.6==0){a=a-1.98;};delay_ms(100);
    if(a>=255){a=255;};
    if(a<=0){a=0;};
    pwm=(a*0.3921569);
    ftoa(pwm,2,p);
    ftoa(awal,2,q);
    lcd_clear();
    lcd_gotoxy(0,0);lcd_puts("Duty=");
    lcd_gotoxy(5,0);lcd_puts(p);
    lcd_gotoxy(10,0);lcd_puts("%");
    lcd_gotoxy(0,1);lcd_puts("PWM=");
    lcd_gotoxy(6,1);lcd_puts(q);
    delay_ms(5);
};
}

```



DAFTAR PUSTAKA

- [1] Masters, G. M., "Renewable and Efficient Electric Power Systems", A John Wiley & Sons, Inc., Publication, New Jersey, 2004.
- [2] Hart, D. W., "Power Electronics", McGraw-Hill, New York, 2001.
- [3] Hu, X., dan Gong, C., "A High Voltage Gain DC-DC Converter Integrating Coupled-Inductor and Diode-Capacitor Techniques", IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 12, pp. 789-800, Februari 2014.
- [4] Kadri, R., Gaubert, J. P., Champenois, G., dan Mostefai, M., "Performance Analysis of Transformerless Single Switch Quadratic Boost Converter for Grid Connected Photovoltaic Systems", Proc. XIX Int. Conf. Electrical Machines., Rome, 2010.
- [5] Wai, R. J., dan Duan, R. Y., "High Step-Up Converter With Coupled-Inductor", IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 5, pp. 1025-1035, September 2005.
- [6] Erickson, R. W., dan Maksimovic, D., "Fundamentals of Power Electronics Second Edition", Kluwer Academic Publishers, New York, 2004.
- [7] Wai, R. J., "High-Efficiency Single-Input Multiple-Output DC-DC Converter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 2, pp. 886-898, Februari 2013.



--Halaman ini sengaja dikosongkan--

DAFTAR RIWAYAT HIDUP



Sri Bayu Agus Prianto lahir di Wonogiri, Jawa Tengah pada tanggal 28 April 1994. Penulis adalah anak pertama dari dua bersaudara dari pasangan Sri Mulat Kadarmanto dan Sarni. Penulis menempuh pendidikan dasar di MIN Jetis Sukoharjo pada tahun 2000-2003 dan SDN 2 Pucangan Kebumen sampai tahun 2006. Selanjutnya penulis melanjutkan pendidikan menengah di SMPN 1 Tawang Sari tahun 2006-2009 dan lulus dari SMAN 1 Sukoharjo pada tahun 2011. Di jenjang perguruan tinggi, penulis menempuh pendidikan di Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS) Surabaya, jurusan Teknik Elektro dengan bidang studi Teknik Sistem Tenaga. Semasa kuliah, penulis aktif sebagai pengurus dalam organisasi kemahasiswaan seperti Himpunan Mahasiswa Teknik Elektro (HIMATEKTRO) ITS, Kajian Islam (KALAM) dan *Electrical Engineering Event*.

e-mail: sribayuagusprianto@gmail.com

